103

Karlsruher Schriftenreihe
Fahrzeugsystemtechnik

Dominik Stretz

Vibroakustische Analyse eines elektrischen Radnabenmotors und Optimierung durch geeignete Steuerungsansätze

KIT Scientific Publishing

Dominik Stretz

Vibroakustische Analyse eines elektrischen Radnabenmotors und Optimierung durch geeignete Steuerungsansätze

Karlsruher Schriftenreihe Fahrzeugsystemtechnik
Band 103

Herausgeber
FAST Institut für Fahrzeugsystemtechnik
Prof. Dr. rer. nat. Frank Gauterin
Prof. Dr.-Ing. Marcus Geimer
Prof. Dr.-Ing. Peter Gratzfeld
Prof. Dr.-Ing. Frank Henning

Das Institut für Fahrzeugsystemtechnik besteht aus den Institutsteilen Bahnsystemtechnik, Fahrzeugtechnik, Leichtbautechnologie und Mobile Arbeitsmaschinen.

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände finden Sie am Ende des Buchs.

Vibroakustische Analyse eines elektrischen Radnabenmotors und Optimierung durch geeignete Steuerungsansätze

von
Dominik Stretz

KIT Scientific Publishing

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Fahrzeugsystemtechnik

Vibroakustische Analyse eines elektrischen Radnabenmotors
und Optimierung durch geeignete Steuerungsansätze

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften von der KIT-Fakultät für Maschinenbau des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von Dominik Stretz, M.Eng.

Tag der mündlichen Prüfung: 19. Juli 2022
Erster Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Frank Gauterin
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Impressum

KIT Scientific Publishing

Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.
Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu

Print on Demand 2023 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1869-6058
ISBN 978-3-7315-1245-5
DOI 10.5445/KSP/1000151558

Vibroakustische Analyse eines elektrischen Radnabenmotors und Optimierung durch geeignete Steuerungsansätze

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

von der Fakultät für Maschinenbau
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

Dissertation

von

Dominik Stretz (M. Eng.)

geboren in Bamberg

Tag der mündlichen Prüfung: 19.07.2022
Erster Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Frank Gauterin
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Vorwort des Herausgebers

Die Fahrzeugtechnik ist kontinuierlich Veränderungen unterworfen. Klimawandel, die Verknappung einiger für Fahrzeugbau und –betrieb benötigter Rohstoffe, globaler Wettbewerb, gesellschaftlicher Wandel und das rapide Wachstum großer Städte erfordern neue Mobilitätslösungen, die vielfach eine Neudefinition des Fahrzeugs erforderlich machen. Die Forderungen nach Steigerung der Energieeffizienz, Emissionsreduktion, erhöhter Fahr- und Arbeitssicherheit, Benutzerfreundlichkeit und angemessenen Kosten sowie die Möglichkeiten der Digitalisierung und Vernetzung finden ihre Antworten nicht in der singulären Verbesserung einzelner technischer Elemente, sondern benötigen Systemverständnis und eine domänenübergreifende Optimierung der Lösungen.

Hierzu will die Karlsruher Schriftenreihe für Fahrzeugsystemtechnik einen Beitrag leisten. Für die Fahrzeuggattungen Pkw, Nfz, Mobile Arbeitsmaschinen und Bahnfahrzeuge werden Forschungsarbeiten vorgestellt, die Fahrzeugsystemtechnik auf vier Ebenen beleuchten: das Fahrzeug als komplexes, digitalisiertes mechatronisches System, die Mensch-Fahrzeug-Interaktion, das Fahrzeug in Verkehr und Infrastruktur sowie das Fahrzeug in Gesellschaft und Umwelt.

E-Motoren sind als Antriebsmaschinen in Personenkraftwagen gut geeignet. Wie auch Verbrennungskraftmaschinen tragen sie zur Geräuschsituation im Fahrzeug bei und beeinflussen so Komfort und Qualitätseindruck entscheidend mit. Es ist daher wichtig, über ein entsprechendes Instrumentarium zu verfügen, um die Geräuschentwicklung von E-Maschinen passend zum Charakter des Fahrzeugs gestalten zu können.

Hier setzt die vorliegende Arbeit an. Sie befasst sich nicht nur mit den vielfältigen Ursachen von Wechselkräften, die durch eine E-Maschine erzeugt werden und zu Geräuschen führen, sondern nutzt die Möglichkeit, durch die Ansteuerung der Maschine diesen Schwingungen entgegenzuwirken. Dazu erarbeitet Herr Stretz schnell rechnende Methoden für die Modellierung der E-Maschine und der Schwingungsweiterleitung über Strukturbauteile sowie zur Bestimmung von Betrag und Phase von Überlagerungsströmen zur Schwingungskompensation. Die Methodik erlaubt auch, Geräuschursachen zu ermitteln. Ihre hohe Wirksamkeit wird in breit angelegten Versuchsreihen belegt.

Frank Gauterin

Karlsruhe, im Juli 2022

Vorwort des Autors

Liebe Leserinnen und Leser,

der wesentliche Teil dieser Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Fahrzeugsystemtechnik (FAST) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) in Zusammenarbeit mit dem „Schaeffler Hub for Advanced Research am Karlsruher Institut für Technologie“ (SHARE am KIT) und zu Beginn meiner Beschäftigung bei der Schaeffler Technologies AG & Co. KG im Zeitraum zwischen 2013 bis 2018.

Ich möchte mich auf diesem Wege bei allen herzlich bedanken, die zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben!

Prof. Dr. rer. nat. Frank Gauterin danke ich für das mir entgegengebrachte Vertrauen und die fachliche und persönliche Unterstützung, wodurch diese Arbeit überhaupt erst realisiert werden konnte. Ebenso danke ich Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Das „Company on Campus“ Konzept (SHARE am KIT) vom Projektpartner Schaeffler ermöglichte mir eine besonders intensive Zusammenarbeit mit dem Industriepartner während meiner Zeit am Institut. Hier möchte ich mich besonders bei Dr.-Ing. Ralf Stopp und Dr.-Ing. Johannes Kolb sowie Thorsten Rittgerott und Mark Nichols für die Unterstützung bedanken.

Ein weiteres Dankeschön geht an meine Kollegen vom FAST, die mir täglich sowohl mit fachlichem als auch mit persönlichem Rat zur Seite standen und mit denen ich sowohl während als auch neben der Arbeit eine tolle Zeit verbringen durfte. Ebenso danke ich den zahlreichen Studierenden, welche an diesem Projekt mitgearbeitet haben.

Der größte Dank gilt meiner Familie. Bei meiner Freundin Theresa bedanke ich mich herzlich für den Rückhalt während meines Studiums, als auch während meiner Promotion. Meinen Eltern Christine und Günter danke ich ganz besonders für alles, was sie für mich getan haben. Nur mit dieser besonderen Hilfe wurde mir dies alles überhaupt erst ermöglicht.

Dominik Stretz

Wiesengiech, im Dezember 2022

Kurzfassung

Der Einsatz elektrischer Radnabenantriebe als Traktionsantrieb bringt viele Vorteile mit sich. Einer der Wichtigsten ist der Gewinn zusätzlichen Bauraums innerhalb der Fahrzeugkarosserie, da dieser durch die Integration des elektrischen Motors und der Leistungselektronik im Rad frei wird. Zusätzlich ergibt sich die Möglichkeit von sehr großen oder auch radindividuellen Winkeleinschlägen durch den Wegfall der Antriebswellen. Zentrale Traktionsantriebe werden aus vibroakustischen Gründen über Entkopplungselemente an der Fahrzeugkarosserie befestigt, um die Übertragung von im Motor entstehenden Vibrationen in den Fahrzeuginnenraum zu minimieren. Radnabenantriebe hingegen werden direkt am Fahrwerk beziehungsweise der Radnabe montiert. Der Einsatz von erweiterten Entkopplungsmechanismen ist weder zwischen Antrieb und Fahrwerk noch zwischen Fahrwerk und Karosserie möglich, ohne das Fahrverhalten zu beeinflussen. Denn neben den Antriebskräften müssen über diesen Weg auch alle anderen fahrdynamischen Kräfte aufgenommen werden. Vor allem höherfrequente Anregungen, welche durch die Magnetkräfte des Motors entstehen, werden gut über das Fahrwerk in den Fahrzeuginnenraum übertragen, da bisherige Fahrkonzepte auf eine derartige Anregungsquelle nicht ausgelegt sind. Dies führt schließlich zu störenden Geräuschen und Vibrationen in der Fahrzeugkabine.

Das im Projekt „E-Wheel-Drive“ verwendete Fahrwerkskonzept einer Verbundlenkerachse mit Radnabenantrieb besitzt diese vibroakustisch negative Eigenschaften und wird aus diesem Grund zu einer näheren Untersuchung herangezogen.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Entstehungsmechanismen dieser störenden Geräusche und Vibrationen untersucht und in einem multiphysikalischen Modell nachgebildet. Aus diesen Erkenntnissen werden Gegenmaßnahmen abgeleitet und bewertet. Die Gegenmaßnahme mit

dem größten Potential, ein vibroakustisch optimierter Steuerungsansatz, wird weiterentwickelt und auf das zu untersuchende System sowohl simulativ als auch experimentell angewandt. Des Weiteren werden Grenzen und das Zusammenwirken des optimierten Steuerungsansatzes mit der Motorregelung näher beleuchtet. Aus den gewonnenen Ergebnissen wird eine Betriebsstrategie für die spätere Nutzung abgeleitet.

Der in der Arbeit dargestellte vibroakustisch optimierte Steuerungsansatz ist ebenso auf andere elektrische Maschinen übertragbar. Mit der entwickelten Methodik können die dafür notwendigen Parameter in den verschiedenen Betriebspunkten durch nur wenige Messungen schnell bestimmt werden.

Abstract

The use of electric wheel hub drives as a traction motor has many advantages. One of the most important is the gain of additional space within the vehicle body, which becomes available through integration of the electric motor and the power electronics in the wheel. In addition, very large or wheel-individual wheel steering angles can be realized, since no drive shafts are needed anymore. However, in contrast to powertrain concepts with a central engine, all forces and moments of the wheel hub drive to the body act at the connection point to the chassis. Thus, the resulting forces from the electromagnetic fields of the electric machine are routed through the chassis into the passenger cabin, where they can lead to disturbing noise and vibrations.

Within the scope of this work the root causes of these disturbing noises and vibrations are investigated and simulated using a Multiphysics model. Based on the insights obtained through these simulations, countermeasures are derived and evaluated. The countermeasure with the greatest potential, a vibroacoustically optimized control strategy, is developed and applied to the wheel hub drive system wheel hub drive in simulation and experiment. The limitations and the interaction of the optimized control strategy with the engine control are analyzed as well. From these results, an operating strategy for later use is derived.

The vibroacoustically optimized control strategy presented in this thesis can also be applied to other electric motors. With the developed methodology, the required parameters can be determined quickly at various operating points by only a few measurements.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung

1.1 Motivation

Mit dem Einsatz von Elektromotoren als Antriebsmaschine in Fahrzeugen sind neue, innovative Fahrzeugkonzepte denkbar. Allerdings ergeben sich hieraus auch neue Herausforderungen wie der geänderte vibroakustische Charakter eines Elektrofahrzeuges gegenüber eines mit Verbrennungsmotor angetriebenen Fahrzeuges.

Eine Ausprägung dieser neuen Fahrzeugkonzepte bilden Fahrzeuge mit elektrischen Radnabentrieb. Hierbei sind alle für den Antriebsstrang notwendigen Komponenten wie Leistungselektronik, Motor und Bremse in der Felge integriert. Dieses Konzept bietet neben der Möglichkeit von erhöhten und unabhängigen Radwinkeleinschlag [Tin09] und dem direkten Kraftfluss durch den sehr kurzen Übertragungsweg zur Straße vor allem die Möglichkeit der Vergrößerung des Nutzraums innerhalb der Karosserie [Dep16].

Im Gegensatz zu Fahrzeugen mit elektrischen Antriebsstrang sind die bei konventionellen Antrieben entstehenden Wechselkräfte, welche zu hör- und spürbaren Vibrationen im Innenraum führen, eher niederfrequent. Der Mensch hat sich an diese niederfrequenten Vibrationen und Geräusche der Verbrennungskraftmaschine, die in der Fahrzeugkabine wahrgenommen werden, gewöhnt. Oft werden diese Effekte vom Fahrzeughersteller sogar gezielt genutzt, um ein Fahrzeug beispielsweise besonders sportlich wirken zu lassen. Die ungewohnten höherfrequenten Geräusche und Vibrationen, die aus der elektrischen Antriebsmaschine eines E-Fahrzeuges stammen, wirken hingegen auf den Menschen eher störend [Suk14], [Mar12]. Besonders unangenehm für den Fahrer sind diese Effekte bei niedrigen Geschwindigkeiten, da hier noch die Maskierungseffekte der vorbeiströmenden Luft und die Rollgeräusche des Reifens sehr gering sind. Somit treten die Geräusche und

Vibrationen der elektrischen Maschine dort besonders stark in den Vordergrund [Alb14]. Bei höheren Geschwindigkeiten dominieren dann Geräuschanteile, die von Wind und Reifen verursacht werden und die bei niedrigen Geschwindigkeiten als störend wahrgenommenen Geräusche der elektrischen Maschine rücken in den Hintergrund.

Da der Komfort eine der wichtigsten Eigenschaften eines Fahrzeuges ist und dieser stark durch die in der Fahrgastzelle wahrgenommen Geräusche und Vibrationen geprägt wird, trägt dieser zur Kaufentscheidung eines Fahrzeuges wesentlich bei, wie Abbildung 1.1 zeigt.

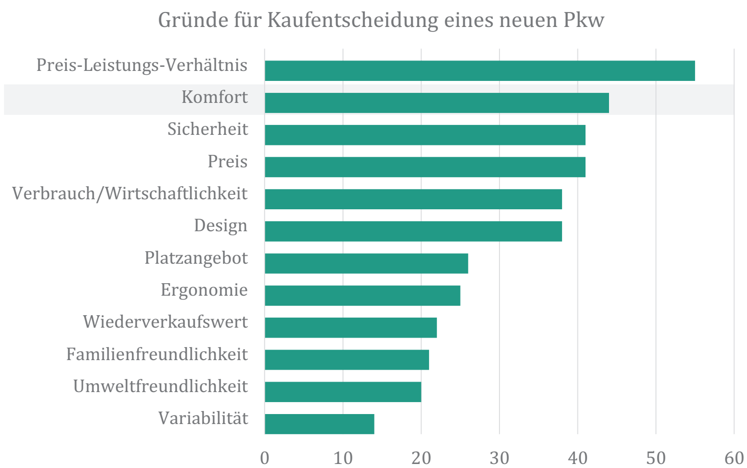


Abbildung 1.1: Komfort als einer der Hauptgründe für die Kaufentscheidung [Ara15]

Somit ist es vor allem bei Elektrofahrzeugen von großer Bedeutung, störende Geräusche und Vibrationen zu minimieren, um zu einem möglichst hohen Komforteindruck in den Fahrzeugen beizutragen.

Ein effektiver Ansatz, die Übertragung der durch die elektrische Maschine entstehenden Wechselkräfte auf die Karosserie und in den Innenraum zu reduzieren, ist eine Entkopplung durch geeignete Lagerung der Antriebsmaschine [van16], wie es bereits auch bei Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor der Fall ist. Aufgrund der sehr ähnlichen Topologie mit zentraler Antriebseinheit kann diese effektive Möglichkeit bei Fahrzeugen mit zentral oder radnah angeordneten Elektromotoren angewandt werden. Im Falle des Radnabenantriebs ist dies jedoch aufgrund der notwendigen steifen Anbindung des elektrischen Motors an das Fahrwerk nicht möglich, da über die Anbindung auch die kompletten Antriebs- und Seitenführungskräfte des Fahrzeugs übertragen werden müssen.

Somit ist es besonders für dieses neuartige Fahrzeugkonzept notwendig, die durch die elektrische Maschine erzeugten störenden Effekte genauer zu untersuchen und Potentiale für eine Optimierung der vibroakustischen Eigenschaften aufzuzeigen. Besonderes Interesse gilt dabei den kritischen niederfrequenten (<200Hz) Wechselkräften, welche bei kleinen Geschwindigkeiten beziehungsweise Raddrehzahlen entstehen.

1.2 Ausgangssituation

Vibroakustische Auffälligkeiten in der Fahrgastzelle konnten bereits in der Entwicklungsphase des elektrischen Radnabenantriebs festgestellt werden. Für die hier dargestellte Forschungsarbeit wird die 2. Generation des von der Schaeffler Technologies AG & Co. KG entwickelten Radnabenantriebs genauer untersucht (E-Wheel-Drive „beta“). Abbildung 1.2 zeigt den Schalldruckpegel bei einer beschleunigten Fahrt mit diesem neuartigen Antriebssystem, welches am Ford Fiesta als Versuchsträger zum Einsatz kam. Diese Abbildung zeigt bereits die vom elektrischen Motor ausgehenden hörbaren Effekte. Deutlich zu erkennen sind die niederfrequenten Ordnungen (40., 47., 120., 240.), welche von der elektrischen Maschine ausgehen und zu störenden Effekten im Fahrzeuginnenraum führen.

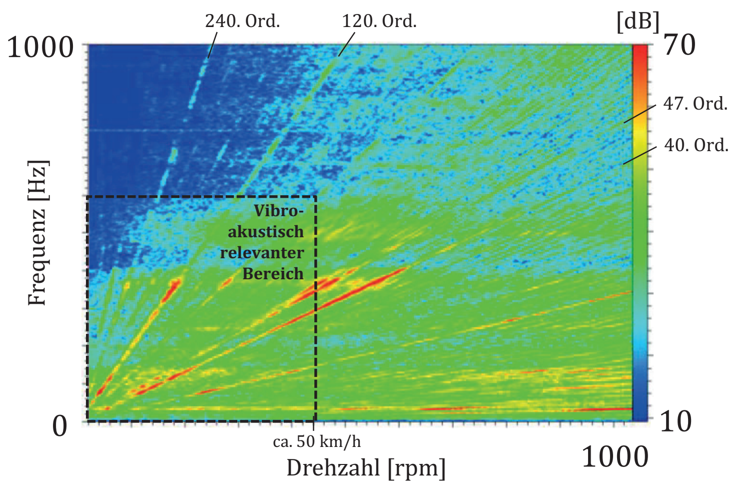


Abbildung 1.2: Schalldruckpegel im Fahrzeuginnenraum am Akustikrollenprüfstand (A-bewertet)

1.3 Ziel und Aufbau der Arbeit

Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit Informationen über das Zusammenwirken der elektromagnetischen und mechanischen Effekte strukturiert aufbereitet, die helfen den gesamten Entstehungsprozess der Vibrationen, welche vom Elektromotor ausgehen, zu verstehen und Gegenmaßnahmen daraus abzuleiten.

Ziel der Arbeit ist die Analyse der aus dem Motor stammenden Kräfte und die Entwicklung einer Methodik zur Optimierung der vibroakustischen Eigenschaften von Fahrzeugen mit elektrischen Radnabenantrieb. Besonderer Wert wird hier auf die Möglichkeit eines optimierten Steuerungsansatzes gelegt, welcher großes Potential für eine vibroakustische Optimierung bietet. Dieser soll helfen, den vibroakustischen Nachteil gegenüber Fahrzeugen mit zentralem Antrieb zu minimieren.

Die Wirksamkeit dieses Ansatzes wird in dieser Arbeit simulativ sowie experimentell nachgewiesen.

Um diese Maßnahmen zur Reduzierung der störenden vibroakustischen Effekte auszuwählen und diese gezielt anwenden zu können, ist ein grundlegendes Verständnis der Quellen, der für die Vibrationen verantwortlichen Wechselkräfte sowie der Übertragungspfade notwendig.

Der Aufbau dieser Arbeit orientiert sich an der in Abbildung 1.3 gezeigten Vorgehensweise.

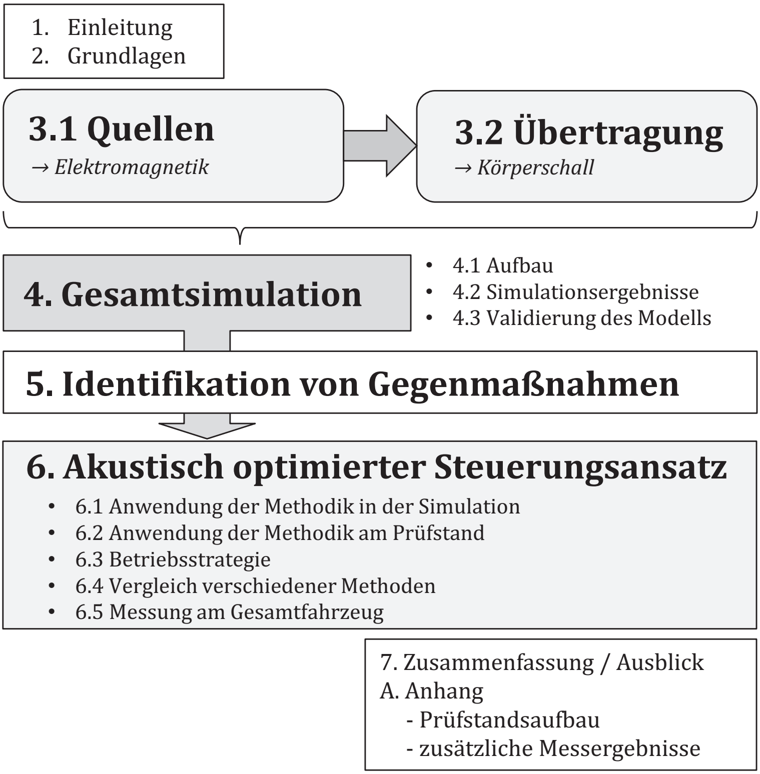


Abbildung 1.3: Aufbau der Arbeit

Zu Beginn der Arbeit (Kapitel 2) wird auf die notwendigen Grundlagen, die dem Verständnis der weiteren Ausführungen dienen, eingegangen. In Kapitel 3 werden Quellen der störenden Wechselkräfte und deren Übertragungswege aufgezeigt und beschrieben. So soll eine solide Basis für die in der Arbeit betrachteten Effekte geschaffen werden. Ausgehend vom Stand der Technik werden wesentliche Neuerungen, die zur Erklärung der Entstehung der störenden Effekte beitragen, genauer erläutert. Aufbauend auf diesen Beschreibungen und Modellen kann ein Gesamtmodell (Kapitel 4) erstellt werden, mit dessen Hilfe die wesentlichen, zur vibroakustischen Störung beitragenden Effekte nachgebildet

werden können. Mit Hilfe der zuvor erarbeitenden Informationen werden im nächsten Kapitel Gegenmaßnahmen (Kapitel 5) identifiziert und bewertet. Die Gegenmaßnahme mit dem größten Potential, ein akustisch optimierter Steuerungsansatz, wird weiterverfolgt, da diese Maßnahme auch auf andere elektrische Antriebe übertragbar ist. Die Weiterentwicklung und Anwendung dieser Optimierung wird in Kapitel 6 systematisch erklärt. Hierfür wurde eine ganzheitliche Methode entwickelt, basierend auf aufgeprägte Schwingungen in den Strömen der elektrischen Maschine, die simulativ und experimentell angewandt wurde. Beispielhaft wird diese Methodik am System des Radnabenantriebs getestet. Ebenfalls werden die daraus entstehenden Herausforderungen aufgezeigt und Informationen über das vibroakustische Verhalten elektrischer Maschinen ableitet. Aus den gewonnenen Daten aus Versuch und Experiment wird eine Betriebsstrategie für Fahrzeuge hergeleitet, welche die vibroakustischen Eigenschaften des Systems und somit des Fahrzeuges verbessert. Abschließend in diesem Kapitel wird der vibroakustisch optimierte Steuerungsansatz im Gesamtfahrzeug angewandt um dessen Wirksamkeit zu zeigen. Kapitel 7 fasst die gesamte Arbeit zusammen und zeigt neue offene Fragestellungen sowie weitere Anwendungsgebiete auf, welche sich aus den Ergebnissen dieses Projektes ergeben haben. Im Anhang finden sich weitergehende Informationen über die im Projekt entstanden Versuchsaufbauten und Messergebnisse.

Diese Arbeit bezieht sich auf das Beispiel eines Fahrzeuges mit elektrischen Radnabenantrieb, woraus aber auch die grundsätzlichen Entstehungsmechanismen anderer elektrischer Maschinen und Optimierungsmöglichkeiten abgeleitet werden können.

Wesentliche Neuerungen oder Erweiterung in der Arbeit zum bisherigen Stand der Technik:

- Erklärung der Entstehung *(Kapitel 3)* und Möglichkeiten zur Reduzierung der Wechselkräfte an den Anbindungspunkten im System Radnabenantrieb *(Kapitel 5)*
- Aufbau einer multiphysikalischen Simulationskette zur Berechnung des vibroakustischen Verhaltens an den Anbindungspunkten des Systems *(Kapitel 4)*
    - Neuartige Methode zur schnellen Berechnung der in der elektrischen Maschine wirkenden Kräfte in Bezug auf Stromoberschwingungen
- Entwicklung eines akustisch optimierten Ansteuerverfahrens *(Kapitel 6)*
    - Entwicklung und Beschreibung einer Methodik zum Berechnen der für die Ansteuerung notwendigen Parameter basierend auf der in der Arbeit entwickelte Simulationskette
    - Entwicklung und Beschreibung verschiedener Methoden zum Berechnen der für die Ansteuerung notwendigen Parameter aus experimentellen Daten
    - Analyse des Verhaltens verschiedener Regelungsverfahren für die akustisch optimierte Ansteuerung
    - Anwendung der Ansteuerungsverfahren an verschiedenen Prüfständen und am Gesamtfahrzeug
- Methode zur Bewertung und Unterscheidung der verschiedenen Ursachen für die vom magnetischen Feld angeregten Vibrationen im Experiment *(Kapitel 6.2.5)*

2 Grundlagen

2.1 Radnabenantrieb

Radnabenantriebe sind vollständig in die Felge integrierte elektrische Direktantriebe. Leistungselektronik mit Controller, Motor und Bremse befinden sich bei dem hier untersuchten Konzept innerhalb des Rades. Hierbei ist die Statorplatte starr mit dem Stator, Reibbremse und Radlager verbunden. Der Rotor ist über das Radlager mit der Statorplatte gekoppelt. Über die Radnabe ist die Felge mit dem Reifen verschraubt, sodass diese rotieren kann. Abbildung 2.1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau des in der Arbeit untersuchten elektrischen Radnabenantriebs.

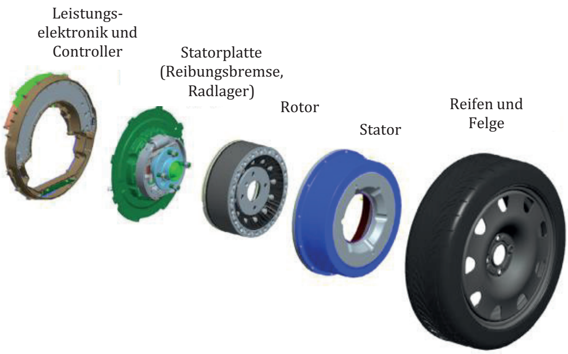


Abbildung 2.1: Aufbau des Radnabenantriebs

Montiert ist der Radnabenantrieb beim zu untersuchenden Versuchsträger an einer Koppellenkerachse. Diese besteht im Grunde aus einem Längslenker, welcher über eine Koppel mit dem gegenüberliegenden Längslenker verbunden ist. Die Längslenker sind drehbar über die Längslenkerbuchse gelagert. Die Längslenkerbuchse, Dämpfer und Feder verbinden das Fahrwerk mit der Karosserie. Abbildung 2.2 verdeutlicht den Aufbau.

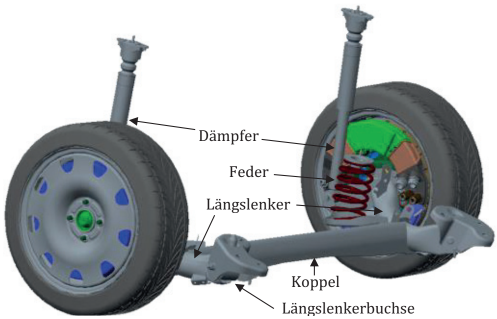


Abbildung 2.2: Aufbau des Gesamtsystems

Der Motor besteht aus einer dreiphasigen, permanenterregten Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten. Für das Erzeugen der Strangspannungen und damit der Wicklungsströme kommt ein Umrichter mit fester Taktfrequenz zum Einsatz. Die Daten des Radnabenantriebes lassen sich aus Tabelle 2.1 ablesen.

Eigenschaften	**Wert**	**Einheit**
Axiale Aktivlänge	70,5	mm
Außendurchmesser Stator	334	mm
Rotordurchmesser	276	mm
Luftspaltgröße	0,9	mm
Statornutzahl	48	-
Polpaarzahl	20	-
Leistung (Dauer/Spitze)	33/44	kW
Drehmoment (Dauer/Spitze)	350/400	Nm
Gewicht des Motors inkl. Elektronik	53	kg
Umrichterfrequenz	10	kHz

Tabelle 2.1: Daten des Radnabenantriebs „beta“

2.2 Wicklung

Im Motor des Radnabenantriebs (Version „beta“) kommt eine Zahnspulenwicklung zum Einsatz. Bei dieser Variante liegen Hin- und Rückleiter einer Wicklung in benachbarten Nuten. Der Vorteil dieser Wickeltechnik ist vor allem die Möglichkeit der maschinellen Fertigung, welche im Vergleich zu den verteilten Wicklungen leichter und kostengünstiger ist. Nachteilig bei diesem Verfahren sind die erhöhten Oberwellenanteile der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, was zu erhöhter Geräuschemission führen kann. Abbildung 2.3 zeigt die verwendete Zahnspulenwicklung.

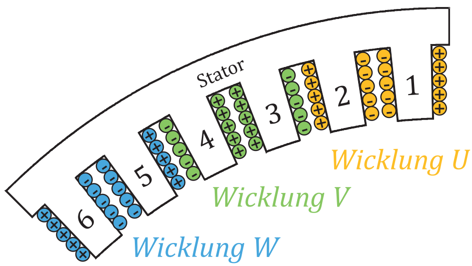


Abbildung 2.3: Wicklungsschema des Radnabenmotors

2.3 Magnete

Als Permanentmagnete kommen Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) Magnete zum Einsatz. Beschrieben werden können diese über die Koerzitivfeldstärke, die relative Permeabilität und die Magnetisierungsrichtung. Für die Arbeit werden die relative Permeabilität und die Koerzitivfeldstärke der Magnete für die elektromagnetische FEM Simulation als konstant angenommen.

Physikalische Größe	**Wert**	**Einheit**
relative Permeabilität μ_r	1	-
Koerzitivfeldstärke H_c	-1034,5	kA/m

Tabelle 2.2: Daten des Radnabenantriebs

Die Magnete sind im Rotor in der Halbach-Anordnung platziert. Dies sorgt dafür, dass sich der magnetische Fluss auf der Seite des Luftspaltes zum Stator hin verstärkt, wohingegen dieser auf der Rückseite zum Rotorträger stark geschwächt ist.

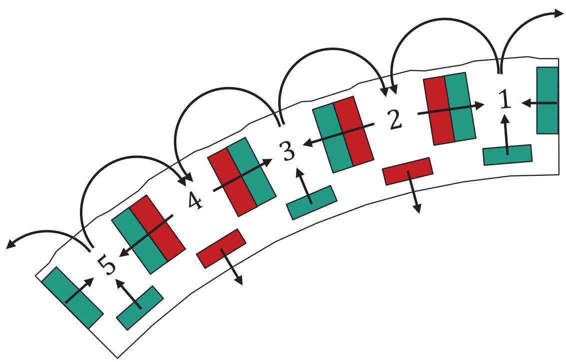


Abbildung 2.4: Anordnung der Magnete

2.4 Feldorientierte Regelung

Bei der Regelung der elektrischen Maschine des Radnabenantriebes kommt die feldorientierte Regelung [Sch15] zum Einsatz, welche für den Betrieb von permanent erregten Synchronmaschinen als Traktionsantrieb am weitesten verbreitet ist. Das Grundprinzip besteht darin, die drei Wechselgrößen der Phasenströme oder Strangspannungen in einem rotorfesten System mit Hilfe von zwei senkrecht aufeinander stehenden Ersatzgrößen (d-Achse und q-Achse) darzustellen. Abbildung 2.5 zeigt eine vereinfachte Darstellung der feldorientierten Regelung. Dabei liegt die d-Achse in Richtung der vom Dauermagneten ausgehenden magnetischen Flussverkettung ψ_{PM} . Die q-Achse liegt senkrecht dazu.

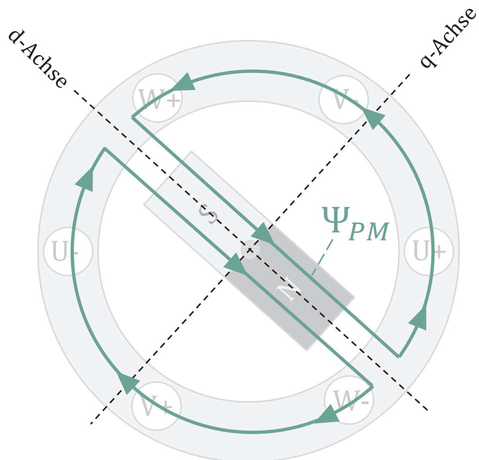


Abbildung 2.5: Darstellung des Bezugsystems einer feldorientierten Regelung

Zum Betrieb der Maschine werden grundsätzlich die Ströme I_q und I_d eingeregelt, wie Abbildung 2.6 zeigt. Dabei wirkt I_q hautsächlich drehmomentbildend, wohingegen I_d mit negativem Vorzeichen feldschwächend ist, um die durch das Rotormagnetfeld induzierte Spannung zu reduzieren. Sind die d- und q- Induktivitäten L_d und L_q einer

elektrischen Maschine jedoch unterschiedlich, so kann I_d auch zum Drehmoment beitragen, wie folgender Zusammenhang zeigt.

$$M = \frac{3}{2}\psi_{PM} \cdot I_q + \frac{3}{2}\left(L_d - L_q\right) \cdot I_d \cdot I_q \tag{2.1}$$

Abbildung 2.6 zeigt die schematische Darstellung einer feldorientierten Regelung mit dessen Regler und Transformation. Vorgegeben werden die rotorfesten Ersatzstromgrößen I_q und I_d statt die Phasenströme I_U, I_V und I_W.

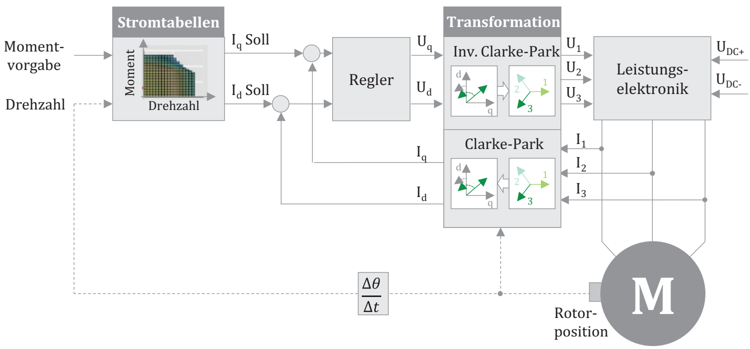


Abbildung 2.6: Darstellung einer feldorientierten Regelung

Häufig werden für die richtige Wahl von q- und d-Strom im Vorfeld berechnete Stromtabellen genutzt, welche meist nach der MTPC („Maximum Torque per Current“)-Strategie [Mey10] berechnet wurden. Die Wahl der Verhältnisse zueinander hängt von Drehmoment und Drehzahl ab. Grundsätzlich wird versucht durch richtige Wahl im jeweiligen Betriebsbereich den Motor möglichst energieeffizient zu betreiben. Es finden sich in der Literatur viele verschiedene Ausprägungen der feldorientierten Regelung, die allerdings hier nicht ausführlich behandelt werden sollen. Eine gute Erklärung und Überblick liefern [Nus10] und

[Gem15]. Hierzu werden in dieser Arbeit auch verschiedene Regelungsansätze auf einem Motorenprüfstand für elektrische Maschinen und deren Reaktion auf den in der Arbeit entwickelten, akustisch optimierten Steuerungsansatz untersucht (Kapitel 6.3.4).

Die Umrechnung der drei Wicklungsströme in das rotierende System wird Clarke-Park oder d/q-Transformation genannt und lässt sich folgendermaßen beschreiben.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Die inverse Transformation kann beschrieben werden durch:

$$\begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

3 Quellen und Übertragungswege

3.1 Beschreibung der Quellen

Geräusche und Vibrationen in elektrischen Maschinen können verschiedene Ursachen haben. Es kann zwischen mechanischen Ursachen, fluiddynamischen und elektromagnetischen Ursachen unterschieden werden, wie die nachfolgende Darstellung zeigt.

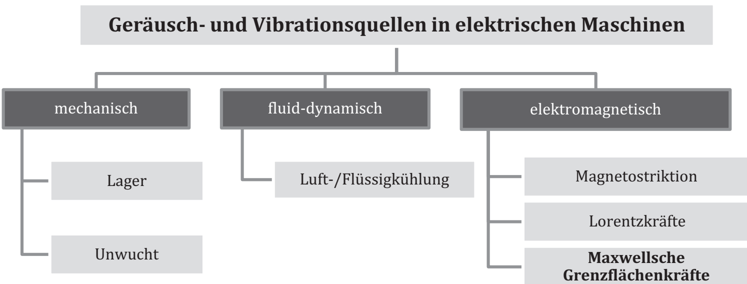


Abbildung 3.1: Übersicht möglicher Geräusch- und Vibrationsquellen in elektrischen Maschinen (in Anlehnung an [Vij98])

Im Folgenden wird Bezug auf den Radnabenantrieb genommen und ob die dargestellten möglichen kritischen Geräuschquellen bei elektrischen Maschinen auch für diese Art von System für die hauptsächlich vibroakustischen Störungen im Fahrzeuginnenraum verantwortlich sein können.

Mechanische Quellen, die aus dem Lager oder Unwuchten resultieren, können ausgeschlossen werden, da die daraus entstehenden möglichen Ordnungen nicht mit den als störend empfundenen Ordnungen überein-

stimmen. Der Radnabenantrieb besitzt eine Flüssigkühlung, in der Wasser mit gefrierpunktabsenkenden Zusätzen eingesetzt wird. Aufgrund von Vorversuchen ohne Kühlflüssigkeit können auch **fluiddynamische Quellen** ausgeschlossen werden. Mechanische und fluiddynamische Ursachen spielen somit beim Radnabenantrieb eine untergeordnete Rolle und werden daher in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Die **elektromagnetischen Ursachen** haben hingegen großen Einfluss auf das Schwingungsverhalten des Systems. Dies belegen viele Forschungsberichte und Veröffentlichungen zu diesem Thema. Bereits [Jor50] beschrieb die an der Geräuschbildung beteiligten physikalischen Vorgänge, wobei als Quelle die elektromagnetischen Wechselkräfte im Luftspalt ausgemacht wurden. Somit ist sehr wahrscheinlich, dass die störenden Effekte auch im Fall des Radnabenantriebs die Hauptursache dieser vibroakustischen Störungen sind. Aus diesem Grund wird in der Arbeit die Entstehung und Übertragung der elektromagnetischen Kräfte genauer untersucht und erläutert. Diese im elektrischen Motor wirkenden Kräfte können wiederum in Elektro-/Magnetostriktion, Lorenzkräfte und Maxwellsche Grenzflächenkräfte aufgeteilt werden (siehe Abbildung 3.1).

Ursachen, die dem Effekt der **Magnetostriktion** zugeordnet werden können, spielen in der Regel bei vibroakustischen Fragestellungen in elektrischen Maschinen eine untergeordnete Rolle [Ari01], auch wenn dieser Effekt in speziellen Fällen bei der Anregung von Resonanzen [Mel07, Kur18] auftreten kann. In dieser Arbeit wird dieser Anregungsmechanismus nicht weiter betrachtet.

Ebenso gilt dies für die **Lorentzkräfte**, die auf die stromdurchflossenen Leiter wirken, da die in den Nuten liegenden Leiter fast feldfrei sind [Pon10].

Hauptquelle der Geräusche und Vibrationen in permanent erregten Synchronmaschinen sind die **Maxwellschen Grenzflächenkräfte**. Diese und deren Auswirkungen werden in dieser Arbeit genauer beschrieben und untersucht.

Einen Überblick zu den Zusammenhängen von auftretenden störenden vibroakustischen Effekten zeiget Abbildung 3.2.

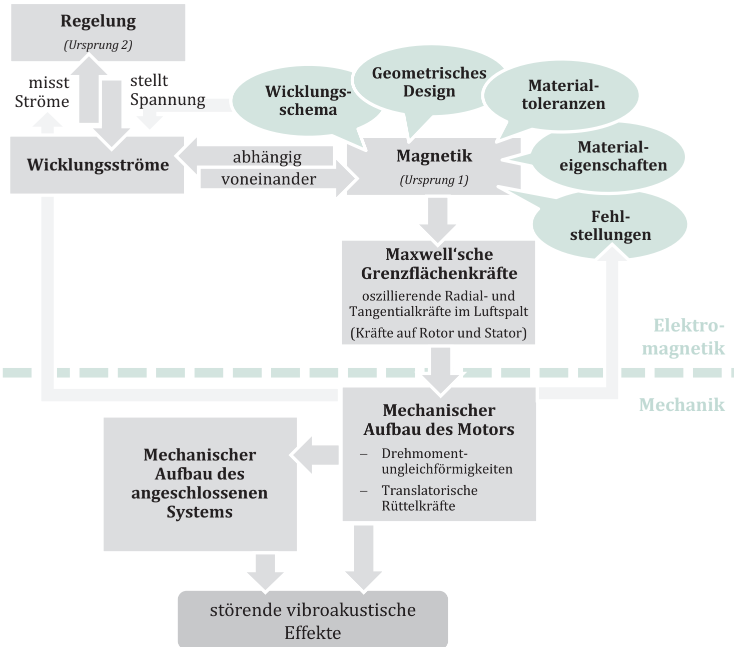


Abbildung 3.2: Überblick des Zusammenwirkens der verschiedenen Ursachen

Es zeigt vor allem die Abhängigkeit der wirkenden Kräfte (Maxwell-sche Grenzflächenkräfte) und der Magnetik von vielen unterschiedlichen Faktoren (Wicklungsschema, geometrischem Design, Materialtoleranzen, Materialeigenschaften, Fehlstellungen), die sich wiederum wechselseitig mit den Wicklungsströmen beeinflussen (Kapitel 3.1.1), welche ebenso von der Regelung abhängig sind. Der untere Teil der Darstellung zeigt die Einflüsse der mechanischen Komponenten, die im Kapitel 3.2.2 genauer beschrieben werden.

3.1.1 Betrachtung der Ursprünge

Die vom magnetischen Feld hervorgerufenen Wechselkräfte (Maxwellsche Grenzflächenkräfte) können unterschiedliche Ursprünge haben.

- **Ursprung 1:** magnetische Design
- **Ursprung 2:** Oberschwingungen in den Strömen

3.1.1.1 Magnetisches Design der elektrischen Maschine als Quelle (Ursprung 1)

Aufgrund des elektromagnetischen Designs einer elektrischen Maschine entstehen im Luftspalt Wechselkräfte, auch unter der Annahme, dass die Phasenströme keine Oberschwingungen auf der Grundwelle aufweisen beziehungsweise rein sinusförmig sind. Besonders großen Einfluss hat hier das **geometrische beziehungsweise magnetische Design und deren Materialeigenschaften**. Die Nuten im Statorblech verkleinern zum Beispiel den magnetischen Widerstand des nützlichen und drehmomenterzeugenden Magnetfeldes und erhöhen damit die Leistungsdichte der Maschine. Gleichzeitig entstehen dadurch aber im Zusammenhang mit deren Form und deren nichtlinearen Materialeigenschaften, wie der Sättigung, magnetischen Oberwellen im Luftspalt. Diese treten auch bei rein sinusförmigen Strömen auf, was letztendlich zusätzliche schwingungserzeugende Kräfte innerhalb des Luftspaltes zur Folge hat. Gleiches gilt für die Anordnung der Magnete, der Form der Magnete, des Rotorblechs und deren Materialeigenschaften. Dies kann zusätzliche Drehmomentschwingungen sowie Anregungen in Normalenrichtung (bei Radialflussmaschinen also radiale Richtung) zur Folge haben, die vibroakustisch relevant sind. Eine präzisere Aufteilung der Oberschwingungen im Drehmoment findet sich in Kapitel 3.1.2.1 und der radialen Kraftanregung in Kapitel 3.1.2.2 wieder.

Fehlstellungen des Rotors gegenüber dem Stator können das Schwingungsverhalten der elektrischen Maschine signifikant beeinflussen. Durch diese Fehlstellung wird das gesamte magnetische Feld im Luftspalt beeinflusst, sodass dieses nicht mehr symmetrisch über den Umfang ist und sich die dadurch entstehenden Normalenkräfte nicht mehr gegenseitig aufheben. Daraus folgt das Entstehen einseitiger Zugkräfte auf Rotor und Stator, die wiederum die eigentliche Fehlstellung beeinflussen können. Diese einseitige Zugkraft ist in Richtung des kleinsten Luftspaltes am Umfang ausgerichtet und rotiert bei exzentrischer Fehlstellung des Rotors gegenüber dem Stator mit. Diese Zugkraft besitzt ebenfalls eine oszillierende Komponente, welche zu zusätzlichen Ordnungen im Anregungsspektrum führen kann. Ebenso entstehen durch das geänderte Magnetfeld und der damit verbundenen geänderten, nicht mehr symmetrischen Kraftverteilung im Luftspalt zusätzliche räumliche Anregungsformen, die das Aufschwingen zusätzlicher mechanischer Resonanzen hervorrufen kann. In bisherigen Forschungsarbeiten wurden hauptsächlich dynamische und statische Exzentrizitäten untersucht [Mic14]. Dass dies starke Auswirkungen auf die Vibrationen am Statormantel hat, zeigten [Pie12, Lee11, DiT16]. Folglich kann auch eine Zunahme des abgestrahlten Luftschalls bei exzentrischer Lagerung des Rotors direkt gezeigt werden [Sch07]. Ebenso sind axiale Kippeffekte des Rotors gegenüber dem Stator möglich, welche die vibroakustischen Eigenschaften weiter negativ beeinflussen können [Kra17].

Auch **Toleranzen** in den **Materialeigenschaften**, zum Beispiel bei der Magnetisierung der Permanentmagnete oder unterschiedliche magnetische Leitwerte in den Blechpaketen, können Einfluss auf die magnetische Flussdichte und somit auf das Schwingungsverhalten der Maschine ähnlich wie eine Fehlstellung haben. Ebenso wirken sich Toleranzen im geometrischen Design aus. Diese können sich beispielsweise auf Zahnlänge oder Zahnbreite beziehen und so das magnetische Feld und die damit verbundenen magnetischen Kräfte beeinflussen.

3.1.1.2 Schwingungen im Strom als Quelle (Ursprung 2)

Für Traktionsantriebe mit permanenterregten Synchronmaschinen kommt häufig die feldorientierte Regelung zum Einsatz. Obwohl für einen konstanten Betriebspunkt auch ein konstanter Sollstrom eingeregelt werden soll, treten ungewollte Oberschwingungen in den Strangströmen auf. Gründe für diese auftretenden Schwingungen sind:

- Oberschwingungsbehaftete induzierte Spannungen durch winkelabhängige Flüsse
- Nichtlinearitäten im Wechselrichter
- Fehlerbehaftete Strom- und Rotorwinkelsensorik

Durch die aufgezählten, in der elektrischen Maschine auftretenden Effekte, die oft nicht oder nicht vollständig im Regler berücksichtigt werden, kommt es zu zusätzlichen Oberschwingungen in den Strangströmen I_u, I_v, I_w und somit auch in den Ersatzsteuergrößen I_d, I_q [Pel12b, Ric15c, Kar16]. Diese wirken sich letztendlich auf die im Luftspalt der elektrischen Maschine wirkenden Wechselkräfte aus und können zusätzliche vibroakustisch spür- und hörbare Effekte hervorrufen. Ein Beispiel dazu findet sich in Abbildung 3.4, in der die Messergebnisse bei einem konstanten Betriebspunkt aufgezeigt sind. Die Aufzeichnung der Messwerte stammt von einem Versuch am Motorenprüfstand für elektrische Maschinen am elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT), welcher mit verschiedenen Beschleunigungssensoren und einer Drehmomentmessstelle ausgestattet wurde (Abbildung 3.3).

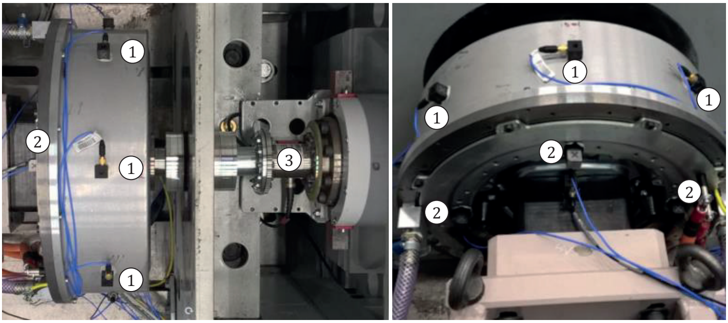


Abbildung 3.3: Versuchsaufbau zur Vermessung der elektrischen Maschine (1,2: Beschleunigungssensoren; 3: Drehmomentsensor)

In Abbildung 3.4 sind die Signale über den mechanischen Winkel (links) und über die mechanische Ordnung (rechts) aufgetragen. Auffällig daran sind die auftretenden Schwingungen in den Strömen I_q (Bild oben) und I_d (Bild mitte). Ebenso zeigen sich in dem Signal (Bild unten), welches die axiale Beschleunigung an der Statorplatte wiedergibt, ähnliche Überhöhungen in den Amplituden der Ordnungen wie im Stromsignal. Es ist bekannt, dass es Zusammenhänge zwischen den Stromoberschwingungen und dem vibroakustischen Verhalten gibt. In dieser Arbeit wird hierzu eine einfach anwendbare Methodik in Kapitel 6.3.5 gezeigt, um die beiden angesprochenen Ursachen beziehungsweise Effekte trennen zu können.

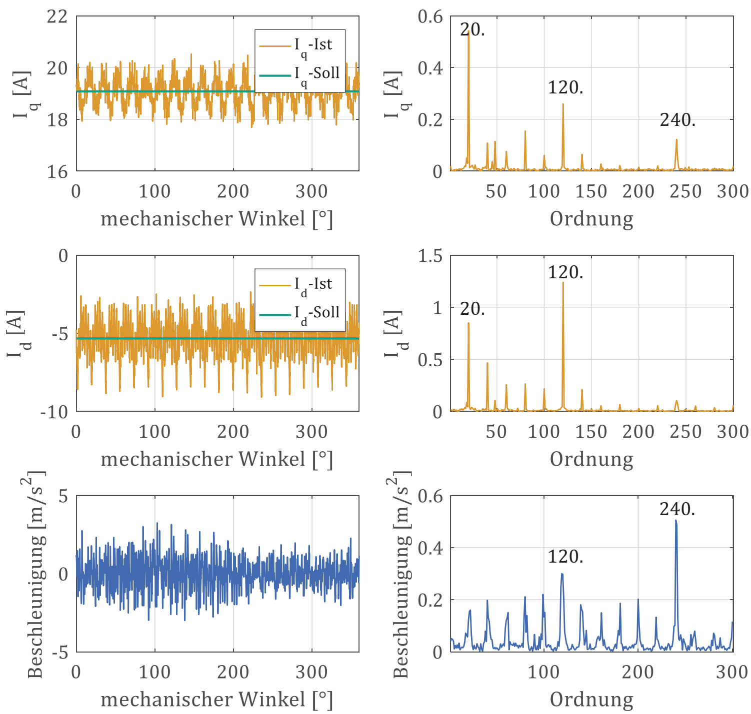


Abbildung 3.4: Oberschwingungen gleicher Ordnung in den Strömen und den Beschleunigungen (Statorplatte z-Richtung)

3.1.2 Betrachtung der wirkenden Kräfte

Die im Luftspalt zwischen Rotor und Stator wirkenden Kräfte können in tangentiale und radiale Kraftkomponenten, sowie Drehmomente aufgeteilt werden. Bei der Konzentration der Kräfte auf einen Punkt pro Zahn, wie in Abbildung 3.5 dargestellt, entsteht ebenso ein auf die Zähne wirkendes Moment um den Angriffspunkt.

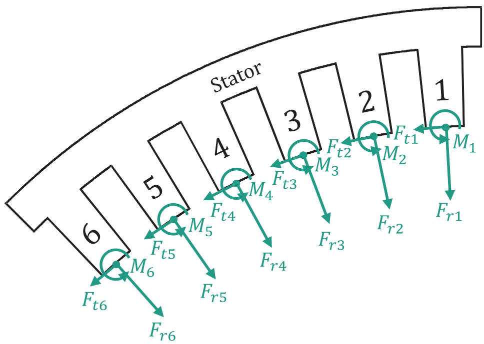


Abbildung 3.5: Veranschaulichung der radialen und tangentialen Kräfte und Momente, die auf die Statorzähne wirken

3.1.2.1 Wirkung der tangentialen Kräfte

Durch **tangentiale Kraftdichteschwankungen** können Schwingungen im Drehmoment mit verschiedenen Ordnungen auftreten. Diese können folgendermaßen unterschieden werden:

- **Nut-/Rastmoment (Cogging)**
  Diese Drehmomentschwingung kommt bei permanenterregten Maschinen zustande, wenn der magnetische Widerstand über den Rotorwinkel nicht konstant ist. Dies führt auch bei unbestromten Wicklungen zu Schwingungen im Drehmoment [Jah96]. Die kleinste Ordnungszahl υ_R dieser Ungleichförmigkeit kann mit Hilfe des kleinsten gemeinsamen Vielfachen der Nutzahl N und der Polzahl $2p$ beschrieben werden [Jur03].

Ebenso können daraus, wie auch in den nachfolgend beschriebenen Ordnungen einer Drehmomentungleichförmigkeit, Vielfache dieser Ordnung entstehen.

$$\upsilon_R = kgV(N, 2p) \tag{3.1}$$

- **Lastpulsation/Drehmomentrippel (Torque Ripple)**
  Diese Ungleichmäßigkeit des Drehmoments resultiert aus dem Zusammenspiel der Felderregung durch die Bestromung der Wicklungen und dem magnetischen Design des Rotors [Jah96]. Die daraus entstehende Ordnungszahl ergibt sich aus dem kleinsten gemeinsamen Vielfachen der Polzahl $2p$ und der Anzahl der Wiederholungen der symmetrischen Wicklungen w um den Statorumfang (siehe Abbildung 4.11).

$$\upsilon_L = kgV(w, 2p) \tag{3.2}$$

- **Weitere Drehmomentungleichförmigkeiten**
  Grundsätzlich können durch Asymmetrien im magnetischen Design weitere Drehmomentungleichförmigkeiten auftreten, da diese Änderungen im magnetischen Feld hervorrufen, was sich auf die entstehenden Kräfte im Luftspalt auswirkt. Deren Ordnungszahlen lassen sich wiederum über die kleinsten gemeinsamen Vielfachen berechnen. In dieser Arbeit werden derartige Asymmetrien allerdings nicht weiter betrachtet. Gründe für derartige Asymmetrien können Exzentrizitäten sowie geometrische Toleranzen oder Toleranzen in den Materialeigenschaften sein.

Unter anderem durch die beschriebenen Oberschwingungen im Drehmoment werden die am Motor angeschlossenen Strukturen zum Schwingen angeregt.

3.1.2.2 Wirkung der radialen Kräfte

Ebenso kann das Vibrieren der Strukturen durch **radiale Kraftdichteschwankungen** beziehungsweise radiale Wechselkräfte hervorgerufen werden. In bisherigen Forschungsarbeiten über die akustischen Eigenschaften elektrischer Maschinen werden vor allem die Auswirkungen der Radialkräfte auf die Statorstruktur [Kro12] und anschließend auf das Abstrahlen von Luftschall direkt vom Statorgehäuse untersucht und beschrieben [Bra13a, Sch07]. Um die Anregung kritischer Eigenmoden in einem System zu identifizieren wird häufig die räumliche und zeitliche Kraftdichteverteilung im Luftspalt über den Rotorwinkel (Abbildung 3.6 - links). mit Finite-Elemente Simulation berechnet und anschließend mit Hilfe einer 2D-Fouriertransformation in eine Darstellungsform (Abbildung 3.6 - rechts) gebracht, um kritische Resonanzstellen und Drehzahlen abschätzen zu können.

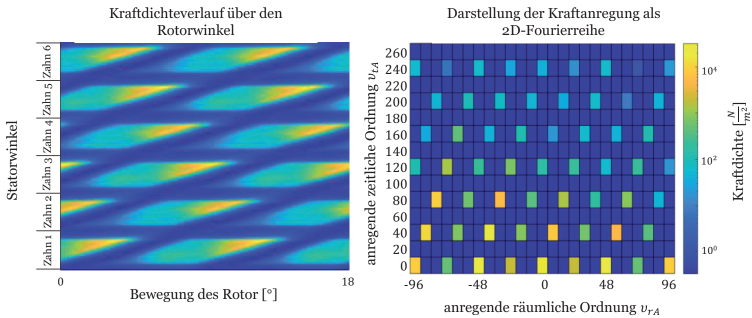


Abbildung 3.6: Darstellung der Kraftdichteanregung bei 400 Nm

Diese Darstellungen trennen räumliche und zeitliche Anteile der Anregung. So ist auf der linken Seite der Abbildung die Kraftanregung über 6 Zähne am Umfang für eine elektrische Periode (18° mechanisch) zu sehen. Die Ordnungsdarstellung (Abbildung rechts) hingegen zeigt die Amplituden der zeitlichen Ordnungen ν_{tA} und die räumlichen Ordnungen ν_{rA} auf. Passt die Form der Kraftanregung (Raumordnung ν_{rA}) zu der Raumordnung der Stator-Eigenmode ν_{rE} (Abbildung 3.7), kann die

Drehzahl n, bei der diese Eigenmode in der Resonanzfrequenz angeregt wird, über die dazugehörige zeitliche Anregungsordnung ν_{tA} berechnet werden.

$$n = \frac{f_E}{\nu_{tA}} \tag{3.3}$$

Aus dem Spektrum der Anregung in Abbildung 3.6 (rechts) ist ersichtlich, dass relevante Anregungsformen beziehungsweise Anregungsordnungen bei $\nu_{rA} = 0$; $\nu_{rA} = 8$; $\nu_{rA} = 16$; ... und weiteren Vielfachen von acht auftreten.

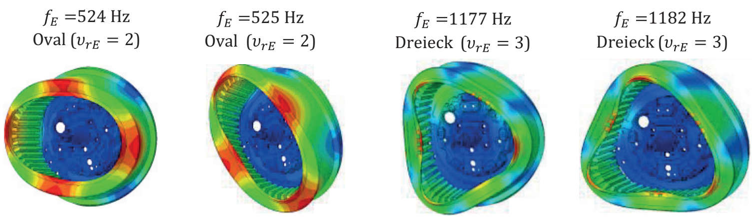


Abbildung 3.7: Relevante Strukturmoden für Radialkraftdichte

Vergleicht man diese mit dem hier relevanten Frequenzbereich erkennt man, dass hier keine entsprechenden Strukturmoden existieren, die durch eine derartige Kraftform angeregt werden. Dieser Anregungsmechanismus spielt also in diesem System nur eine untergeordnete Rolle und wird aus diesem Grund in dieser Arbeit nicht näher untersucht.

Ein weiterer wichtiger Effekt ist das Entstehen von Wechselkräften aufgrund Asymmetrien in den mechanischen Übertragungswegen. Dadurch können auch bei symmetrischen radialen Kräften, die auf Stator oder Rotor wirken, resultierende Kräfte am Anbindungspunkt der elektrischen Maschine entstehen [Str17b]. Da dieser Effekt auch beim System Radnabenantrieb zu erwarten ist, wird dieser genauer in Kapitel 3.2.2 beschrieben.

3.1.3 Modellierung der Quellen

3.1.3.1 Berechnung der Kräfte aus der magnetischen Flussdichte

Die magnetischen Kräfte (Maxwellsche Grenzflächenkräfte) wirken im Luftspalt auf Rotor und Stator. Sie können aus der magnetischen Flussdichte $\vec{B}$ berechnet werden, welche wiederum von drei Faktoren abhängig ist:

- Winkel im statorfesten System θ_S
- Lage des Rotors beziehungsweise Rotorwinkel θ
- Bestromung der Statorwicklungen I_u, I_v, I_w bzw. I_d, I_q

Am Übergang vom Blechpaket zum Luftspalt zwischen Rotor und Stator kann diese in einer zweidimensionalen Darstellung in radiale und tangentiale Flussdichte aufgeteilt werden. Die auf Stator und Rotor wirkenden Kraftdichten f_r und f_t können aufgrund der großen Unterschiede der Permeabilitätszahlen zwischen Eisen und Luft ($\mu_{Luft} \ll \mu_{Eisen}$) vereinfacht über den Maxwellschen Spannungstensor beschrieben und folgendermaßen berechnet werden [Zbo11]:

$$\begin{pmatrix} f_r \\ f_t \end{pmatrix} = \frac{1}{\mu_0} \begin{pmatrix} \frac{1}{2}(B_r^2 - B_t^2) \\ B_r B_t \end{pmatrix} \tag{3.4}$$

Aus dieser Beschreibung können lokale Kraftdichten im Luftspalt in Abhängigkeit des Statorwinkels berechnet werden.

Abbildung 3.8 zeigt beispielhaft die radiale Kraftdichte bei einem Betriebspunkt für einen bestimmten Rotorwinkel. Umgerechnet wird die Kraftdichte auf eine tangentiale und radiale Kraft, die jeweils auf einen Zahn am Stator oder einen Pol am Rotor wirken.

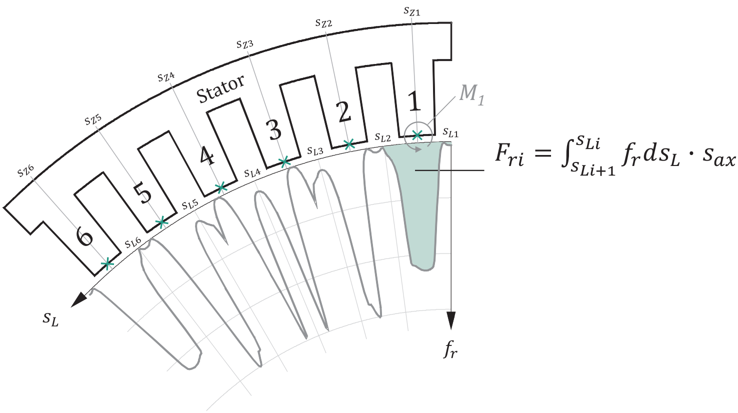


Abbildung 3.8: 2D-Darstellung der Kraftdichte im Luftspalt

Die tangential und radial angreifenden Kräfte F_{ti} und F_{ri} an den Statorzähnen i können mit Hilfe der Strecke im Luftspalt s_L über einen Zahn $(s_{Li+1} - s_{Li})$ und der axial wirkenden Strecke s_{ax} berechnet werden.

Es gilt somit:

$$F_{ti} = \int_{s_{Li}}^{s_{Li+1}} f_t ds_L \cdot s_{ax} \tag{3.5}$$

$$F_{ri} = \int_{s_{Li}}^{s_{Li+1}} f_r ds_L \cdot s_{ax} \tag{3.6}$$

Durch die Verschiebung der radialen Kräfte auf den Mittelpunkt des Zahnes entsteht aufgrund asymmetrischer Verteilung der Kraftdichte ein Drehmoment, welches am Zahn i angreift. Durch die sehr kleine Krümmung des Luftspaltes über einen Zahn kann diese vernachlässigt beziehungsweise die Strecke s_{Li} bis s_{Li+1}als Gerade angenommen werden.

Sodass gilt:

$$M_i \approx \int_{s_{Li}}^{s_{Li+1}} f_r \cdot (s_L - s_{Zi})\, ds_L \cdot s_{ax} \tag{3.7}$$

Untersuchungen [Kes16] haben gezeigt, dass dieses Moment sehr klein ist und die mechanischen Übertragungswege des Momentes zu resultierenden Effekten sehr schwach ausgeprägt sind. Somit ist dieser Einfluss auf das vibroakustische Verhalten sehr gering.

Die gleiche Methodik wird für die auf den Rotor wirkenden Kräfte angewendet.

3.1.3.2 Modellierungsmöglichkeiten der magnetischen Flussdichte

Wie bereits beschrieben, ist die magnetische Flussdichte im Luftspalt die Grundlage für die Berechnung der wirkenden Kräfte. Durch verschiedene Methoden kann die magnetische Flussdichte im Luftspalt berechnet werden. Im Folgenden wird kurz auf die verschiedenen Modellierungsmöglichkeiten eingegangen.

Analytische Modelle

Durch analytische Berechnungsverfahren kann die magnetische Flussdichte $\vec{B}$ berechnet werden. Für erste analytische Modelle können vereinfachte Bedingungen angenommen werden. Hierbei geht man von einer Statoroberfläche ohne Nuten und mit punktförmigen Leitern sowie von einem gleichbleibenden Luftspalt aus. Auch Sättigungseffekte werden hierbei nicht berücksichtigt. Daraus lässt sich auf einfache Weise die magnetische Flussdichte berechnen und damit auch Kräfte in radialer Richtung abschätzen. Mit Hilfe dieser Methode können bereits erste Aussagen über die entstehenden Ordnungen getroffen werden.

Eine Weiterentwicklung dieser analytischen Methode ist die konforme Abbildung [Rab96, He15], womit auch Luftspaltunterschiede zwischen Rotor und Stator und somit die Geometrie der Zähne und des Rotors

abgebildet werden können. Ebenso gibt es Ansätze, welche Sättigungseffekte berücksichtigen [Che16]. Für erste Abschätzungen können diese Modelle gut aufzeigen, welche Ordnungszahlen sich für Oberwellen sich im Luftspalt ergeben, woraus sich auch die Anregungsordnungen gut ableiten lassen. Diese Modelle zu erweitern, sodass daraus auch die Amplituden berechnet werden können, ist sehr anspruchsvoll und aufwändig, da geometrische und materialabhängige Eigenschaften in mathematisch beschreibbare Funktionen dargestellt und aufgelöst werden müssen. So muss dieses Modell häufig auch schon bei kleinen Änderungen in der Geometrie neu hergeleitet werden.

FEM-Modell

Genaueren Aufschluss über die im Luftspalt wirkenden Kräfte kann vor allem eine elektromagnetische FEM-Simulation liefern. Ein direkter Vergleich mit dem Experiment beziehungsweise eine direkte Validierung ist mit dem im Forschungsprojekt zur Verfügung stehenden Mitteln nicht möglich gewesen und stellt sich grundsätzlich als sehr schwierig und aufwändig dar. Diese Kräfte können lediglich indirekt über die magnetische Flussdichte oder deren Auswirkungen (z.B. Strukturschwingung) gemessen werden. Aufgrund der Möglichkeit mit dieser Methode grundsätzlich alle Effekte modellieren zu können, wird diese als Referenz zum Vergleich der verschieden Modellierungsmöglichkeiten und für die spätere Berechnung der wirkenden Kräfte genutzt, da mit dieser Methode eine gute Annäherung zum Experiment zu erwarten ist. Nachteilig bei dieser Methode ist die dafür notwendige Rechenzeit, auch schon bei 2D-Modellen. Hinzu kommt, dass bei einer Erweiterung des Modells auf 3D eine circa 50-fach höhere Rechenzeit zu erwarten ist.

Ein Vergleich beim Elektromotor des Radnabenantriebs zwischen der analytischen Herleitung über der konformen Abbildung der magnetischen Flussdichte nach [Zar06] und der elektromagnetischen FEM-Berechnung zeigt große Unterschiede [He15] und damit auch große Unterschiede in der daraus resultierenden Kraftdichteverteilung im Luftspalt.

In der elektromagnetischen FEM-Berechnung werden im Vergleich zur angewendeten konformen Abbildung mehr Einflussgrößen berücksichtigt, sodass für nachfolgende Berechnungen das FEM-Modell als Grundlage verwendet wird. Weitere Vergleiche zu Berechnungsmethoden der Anregenden Kräfte finden sich in [Pil18].

Feldrekonstruktionsmethode

Eine auf die elektromagnetische FEM aufbauende Methodik ist die Feldrekonstruktionsmethode [Kho08, Zhu06]. Bei dieser Vorgehensweise wird die Berechnung des magnetischen Feldes mit Hilfe von FEM-Berechnungen für verschiedene Betriebspunkte durchgeführt, extrahiert und abgespeichert. Im einfachsten Fall wird hier beispielsweise das Feld der elektrischen Maschine mit und ohne Bestromung simuliert. Ohne Berücksichtigung von Nichtlinearitäten kann für das Feld somit das Superpositionsprinzip angenommen werden, wodurch sich das Feld in seine Abhängigkeiten zerlegen lässt. Dieses kann dann im Anschluss für beliebige Betriebspunkte oder auch Stromformen aus den bereits gespeicherten Daten ohne zusätzliche FEM-Rechnung rekonstruiert werden. Vorteile bietet diese Methode in Bezug auf Rechenzeit, vor allem wenn, wie in dieser Arbeit, viele verschiedene Stromformen gerechnet werden sollen. Diese reduziert sich mit dieser Methode auf einen Bruchteil im Gegensatz zur FEM. Besonders gut geeignet ist diese Vorgehensweise für Motoren mit Oberflächenmagneten. Eine Erweiterung dieser Methode auch für Motoren mit vergrabenen Magneten, wie sie im Radnabenantrieb vorkommen, findet sich in [Öze16]. Nachteilig sind jedoch die erforderlichen Vorberechnungen, aufgrund vieler nichtlinearer Effekte, welche bei derartigen Maschinen mitberücksichtigt werden müssen, um eine ausreichende Genauigkeit zu erreichen.

Kraftrekonstruktionsmethode

Für diese Arbeit wurden die Vorteile der FEM-Methode und der anschließenden Reduzierung der Informationen auf die wirkenden Kräfte genutzt. Durch Vorausberechnung verschiedener Betriebspunkte ist es möglich mit nur wenigen Daten einen großen Betriebsbereich der

elektrischen Maschine abzudecken. Da die vibroakustischen Eigenschaften im Mittelpunkt der Untersuchungen der Arbeit stehen, wurden die wirkenden Kräfte in den Frequenz- beziehungsweise Ordnungsbereich umgerechnet, sodass auch Interpolation zwischen den Betriebspunkten möglich ist. Um auch die durch Stromoberschwingungen verursachten Effekte nachbilden zu können wurde das Übertragungsverhalten zwischen den Strömen I_d und I_q analysiert und modelliert. Dies wird in Kapitel 3.1.3.3 genauer beschrieben.

Die verschiedenen Methoden zur Berechnung können mit Tabelle 3.1 zusammengefasst werden. Dabei bezieht sich die Rechenzeit auf die Zeit, die zur Berechnung eines neuen Betriebspunktes oder einer geänderte Stromform notwendig ist.

Berechnungsmethode	**Genauigkeit**	**Rechenzeit**
Analytisch	ungenau	sehr kurz
Finite-Elemente-Methode	Sehr gut	sehr lange
Feldrekonstruktionsmethode	mittel	kurz
Kraftrekonstruktionsmethode	gut	sehr kurz

Tabelle 3.1: Zusammenfassung der Methoden

3.1.3.3 Kraftrekonstruktion

Abbildung 3.9 zeigt den Aufbau des elektromagnetischen Modells, welches auf der Kraftrekonstruktion basiert.

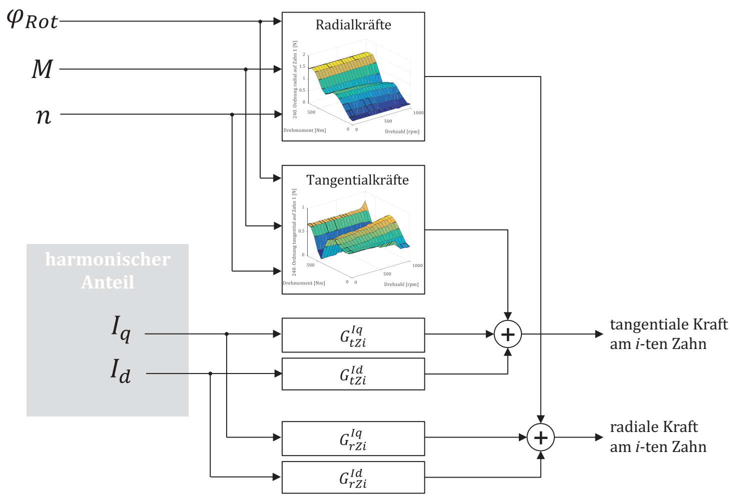


Abbildung 3.9: Aufbau des elektromagnetischen Modells zur Berechnung der wirkenden Kräfte auf Statorzähne

Als Eingangsparameter für das Modell dienen der Rotorwinkel, Drehmoment und Drehzahl sowie die Oberschwingungen der Ströme. Die konstante Bestromung I_d und I_q für einen statischen Betriebspunkt ruft in Zusammenhang mit dem Permanentmagneten harmonische Kräfte an der Zahnoberfläche hervor. Die vorab mit FEM gerechneten Betriebspunkte können extrahiert und mit Hilfe von Tabellen, wie Abbildung 3.11 zeigt, dargestellt und abgespeichert werden. Betriebspunkte zwischen den Stützstellen werden interpoliert. Ebenso rufen die harmonischen Anteile der Ersatzströme I_d und I_q zusätzliche harmonische Anteile im Luftspalt hervor, welche mit Hilfe der tangentialen Übertragungsfunktionen G_{tZi}^{Iq}, G_{tZi}^{Id} sowie der radialen G_{rZi}^{Iq}, G_{rZi}^{Id} auf die Zähne

i beschrieben werden können. Die harmonischen Anteile und deren dazugehörigen Übertragungsfunktionen können somit je nach Stromform beliebige Ordnungen in die Kraftanregung einleiten.

Einfluss der Lage des Luftspaltes für Kraftdichteberechnung

Da die Kräfte aus der magnetischen Flussdichte im Luftspalt berechnet werden, ergeben sich mehrere mögliche Radien der abzugreifenden Größe. Abbildung 3.10 zeigt diese Unterschiede auf. Für diese Arbeit wird der Radius (139,89 mm) nahe des Stators gewählt, da die auf den Stator wirkenden Kräfte den wesentlich größeren Einfluss auf das vibroakustische Verhalten haben.

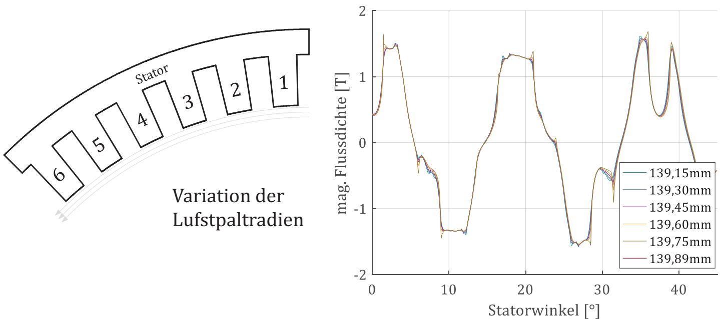


Abbildung 3.10: Einfluss des Radius auf die magnetische Flussdichte in radialer Richtung im Betriebspunkt 100 Nm/100rpm

Ergebnisse FEM bei statischen Betriebspunkten mit konstanter Bestromung

Dargestellt sind nachfolgend in Abbildung 3.11 die auf den Stator und Rotor wirkenden Kräfte und Momente und deren Abhängigkeiten von Drehzahl und Drehmoment für den Radnabenantrieb.

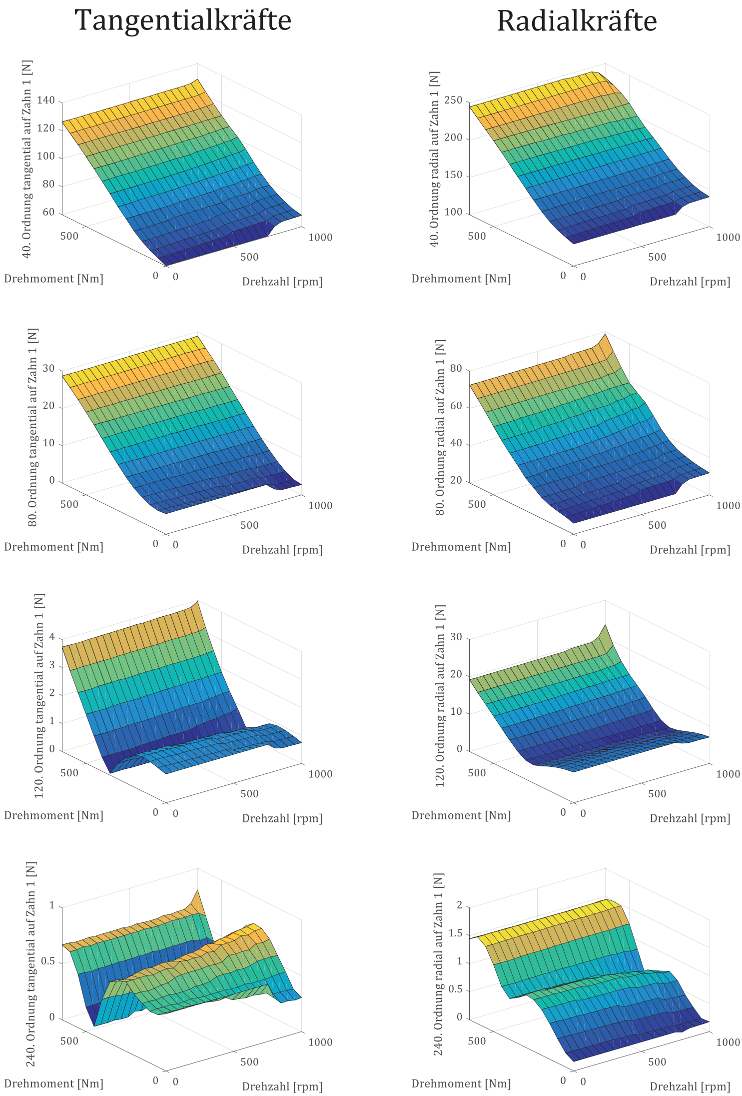


Abbildung 3.11: Übersicht der am stärksten ausgeprägten Ordnungen am Stator

Ergebnisse FEM bei statischen Betriebspunkten mit harmonischen Anteilen in den Stromgrößen

Um auch die Auswirkung der harmonischen Stromschwankungen auf die Kräfte mit Hilfe der in Abbildung 3.9 dargestellten Methode rekonstruieren zu können, wurden die dabei entstehenden Kräfte in verschiedenen Betriebspunkten mit Hilfe gezielt aufgeprägter Harmonischen in den Strömen I_q und I_d analysiert und Übertragungsfunktionen daraus abgeleitet. Hierbei wurden als harmonische Testsignale I_{harm} mit den Amplituden $\hat{a}$, Phasenlage γ und Ordnung ν für die Ströme I_q und I_d erzeugt. Als I_{konst} werden die für den jeweilig untersuchten Betriebspunkt passenden Parameter für I_q und I_d bezeichnet.

$$I_{harm} = I_{konst} + \hat{a} \cdot \sin(\nu \cdot \theta + \gamma) \qquad (3.8)$$

Das daraus dargestellte Amplitudenverhältnis a berechnet sich aus der Differenz der darzustellenden Größen mit (x_υ) und ohne (x_0) harmonischem Testsignal im Verhältnis zur Amplitude A der aufprägten Schwingung.

$$a = \left| \frac{x_\upsilon - x_0}{\hat{a}} \right| \qquad (3.9)$$

Ebenso kann die Phasenverschiebung δ ermittelt werden:

$$\delta = \gamma - \arg(x_\nu - x_0) \qquad (3.10)$$

Die Übertragungseigenschaften für die harmonischen Ordnungen können grundsätzlich abhängig von folgenden Faktoren sein:

- Amplitude des harmonischen Anteils
- Phasenlage des harmonischen Anteils
- Ordnung des harmonischen Anteils
- Betriebspunkt bzw. konstanter Anteil von I_q und I_d
- Betrachteter Zahn oder Pol

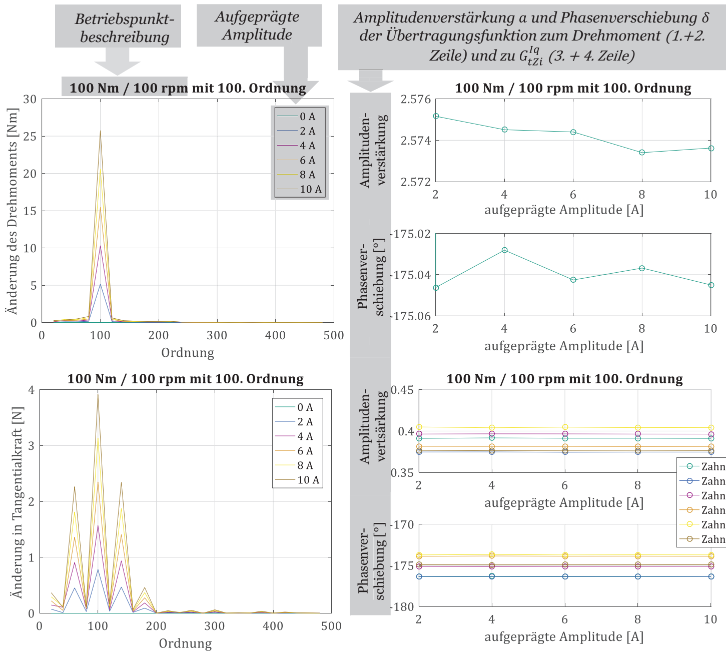


Abbildung 3.12: Abhängigkeit von Stromharmonischen in I_q

Beispielhaft wird in Abbildung 3.12 die Abhängigkeit des Drehmoments von harmonischen Oberschwingungen im Strom dargestellt. Die Ordnungsauflösung der Darstellung beträgt 20, sodass erkennbar ist, dass sich hauptsächlich die aufgeprägte Harmonische im Spektrum des Drehmomentes wiederfindet. In den oberen Diagrammen zeigt sich die

Abhängigkeit des Drehmoments von der Stromschwingungsamplitude am Beispiel der 100. Ordnung. Diese wurde gewählt, da hier keine Beeinflussung durch überlagerte Drehmomentschwingungen zu erwarten sind. Es kann die Änderung des Drehmoments im Ordnungsbereich (links) und das sich daraus ergebende Amplitudenverhältnis a (Gleichung 3.9) für die aufgeprägte Schwingung (rechts) betrachtet werden. Darunter sind äquivalent zu den oberen Darstellungsformen die Auswirkungen auf die Tangentialkräfte dargestellt. Die Nebenordnungen 60. und 140. Ordnung wirken auf die Zähne, liefern aber keinen Beitrag zum Drehmoment, wie in Abbildung 3.14 zu erkennen ist. Dies liegt daran, dass diese Ordnungen in der 2D-FFT Betrachtung der Kraftdichteverteilung (Abbildung 3.13) nicht auf der 0. Raumordnung liegen.

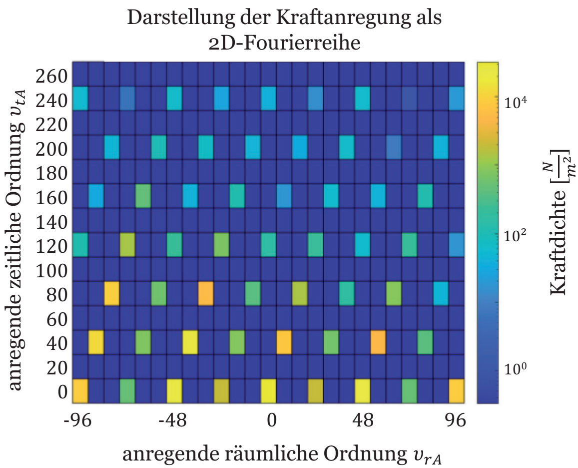


Abbildung 3.13: Darstellung der tangentialen Kraftanregung als 2D-Fourierreihe

Eine strukturdynamische Anregung von Resonanzen durch diese Kräfte sind ebenfalls nicht zu erwarten, da Eigenformen, in denen gegenläufiges Schwingen der Statorzähne in Tangentialrichtung auftritt, erst bei

sehr hohen Frequenzen möglich sind. Somit können diese Nebenordnungen für spätere Berechnungen vernachlässigt werden.

Diese Auswertung wurde für verschiedene Variationen durchgeführt, um mögliche Einflüsse erkennen zu können. Beispielhaft zeigt hier Abbildung 3.14 die Einflüsse harmonischer Stromoberschwingungen auf I_q auf die Amplitudenverstärkung a ausgehend von folgenden Betriebspunkteinstellungen:

- Betriebspunkt: $\mathrm{M} = 100\ \mathrm{Nm}$ / $\mathrm{n} = 100\ \mathrm{rpm}$
- Stromoberschwingung: $\hat{a} = 10\ A$ / $\gamma = 0°$ / $\nu = 220$

Dabei zeigen sich folgende Zusammenhänge:

- Sehr schwache Abhängigkeit von der Amplitude
  → Annahme eines konstanten Verstärkungsfaktors und Phasenverschiebung möglich
- Sehr schwache Abhängigkeit von der Phasenlage
  → Annahme eines konstanten Verstärkungsfaktors und einer konstanten Phasenverschiebung möglich
- Schwache Abhängigkeit von der Ordnung
  → Annahme eines konstanten Verstärkungsfaktors und Phasenverschiebung möglich
- Abhängigkeit vom Konstantanteil der Ströme
  → Da vor allem die tangentialen Kräfte starke Auswirkungen auf das vibroakustische Verhalten zeigen, können die in Tabelle 3.2 dargestellten Parameter für die Simulation genutzt werden
- Abhängigkeit vom betrachteten Zahn
  → Es werden gerade und ungerade Zähne unterschieden

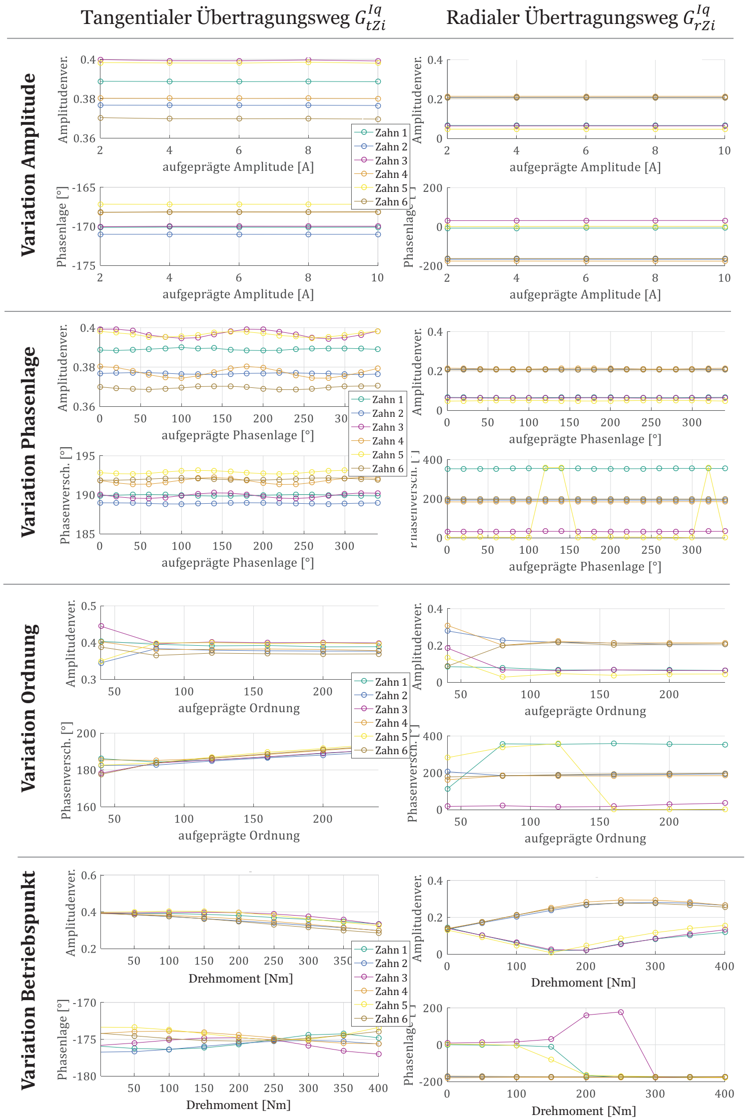


Abbildung 3.14: Übersicht der ermittelten Parameter für die Übertragungsfunktion bei harmonischer Anregung in I_q

Gleiche Untersuchungen wurden mit harmonisch überlagerten Strömen in I_d durchgeführt und auch die auf den Flächen der Pole angreifenden Kräfte wurden ausgewertet. Die gemittelten Parameter für die Übertragungsfunktionen G_{tZi}^{Iq}, G_{tZi}^{Id}, G_{rZi}^{Iq} und G_{rZi}^{Id} zur Kraftrekonstruktionsmethode mit ihren Parametern (Amplitudenverstärkung a und Phasenverschiebung δ), welche in Abbildung 3.9 dargestellt sind, finden sich in Tabelle 3.2 wieder. Dabei wird zwischen geraden und ungeraden Zähnen unterschieden. Grundsätzlich ist es möglich die Methodik im Hinblick auf weitere auch schwächere Abhängigkeiten bei Bedarf zu erweitern. Für die folgende Arbeit wird sich jedoch auf die dargestellten Parameter beschränkt.

		Amplituden-Verstärkung a	Phasen-verschiebung δ
G_{tZi}^{Iq}	gerade	0,38	0
	ungerade	0,38	0
G_{tZi}^{Id}	gerade	0,05	180
	ungerade	0,01	0
G_{rZi}^{Iq}	gerade	0,05	180
	ungerade	0,20	0
G_{rZi}^{Id}	gerade	0,55	0
	ungerade	0,55	0

Tabelle 3.2: Parameter für die Rekonstruktion der Kräfte am Stator

Eine analoge Vorgehensweise kann für die wirkenden Kräfte auf die Rotorpole durchgeführt werden.

Eine Validierung der Kraftrekonstruktionsmethode wird in Abbildung 3.15 gezeigt. Hierzu wurden im Strom I_q unterschiedliche Amplituden $\hat{a}$ bei unterschiedlichen Ordnungen ν eingeprägt.

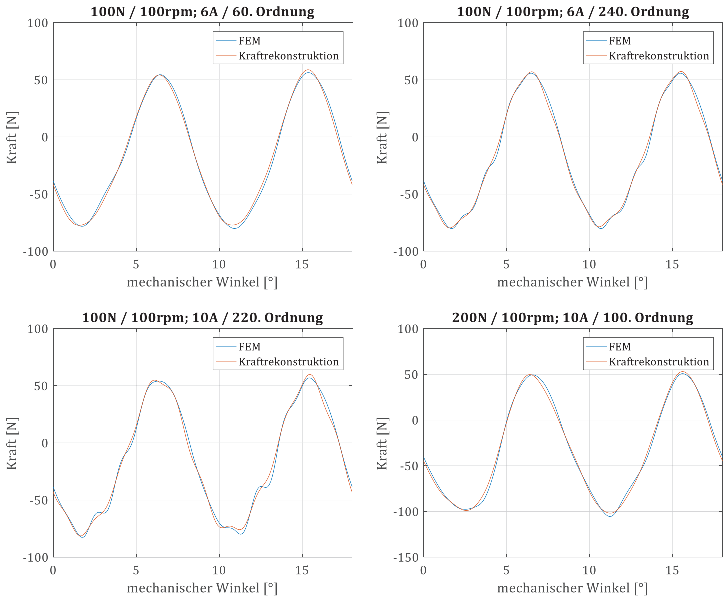


Abbildung 3.15: Darstellung der tangentialen Kräfte auf den 1. Zahn zum Vergleich der Kraftrekonstruktionsmethode mit der FEM bei verschiedenen Parametern

Die Ergebnisse zeigen in verschiedenen Betriebspunkten gute Übereinstimmungen mit der FEM, sodass diese Methode für die weiteren Berechnungen verwendet werden kann. Die Radialkräfte zeigen ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung.

3.2 Beschreibung der Übertragungswege

3.2.1 Überblick der Übertragungswege

Aufgrund der komplexen Übertragungswege im Verbund Motormechanik und Fahrwerk werden in den nachfolgenden Absätzen diese Wege auf vereinfachte aber anschauliche Weise beleuchtet und erklärt, wie sie bei einer Antriebstopologie mit elektrischem Radnabenantrieb im Automobil vorkommen. Dabei sind nicht die Antriebskräfte im Fokus, sondern die oszillierenden Kräfte, welche im Luftspalt des Motors wirken und zu vibroakustisch störenden Effekten führen können.

Da in diesem Kapitel der Motor des Radnabenantriebs im Fokussteht, wird nicht das übliche Fahrzeug-Koordinatensystem (KOS) verwendet, sondern ein auf die elektrische Maschine ausgerichtetes Koordinatensystem. Die Zusammenhänge zwischen den Koordinatensystemen sind:

- x-Achse Motor-KOS = x-Achse Fahrzeug-KOS (Längsachse)
- y-Achse Motor-KOS = z-Achse Fahrzeug-KOS (Vertikalachse)
- z-Achse-Motor-KOS = -y-Achse Fahrzeug-KOS (Querachse)

3.2.1.1 Wirkende Radialkräfte auf die Rotoreinheit

Abbildung 3.16 zeigt dabei den Weg der Kräfte beziehungsweise des Körperschalls von wirkenden Radialkräften auf die Rotoreinheit zu den Anbindungspunkten. Aufgrund der vor allem auf die Rotorpole wirkenden radialen Kräfte (1.) entstehen am Anbindungspunkt des Rotors, also am Radlagerzapfen (2.) resultierende Kräfte. Grund dafür können Exzentrizitäten oder mechanische und magnetische Asymmetrien im Rotor sein. Die sich mit dem Rotor drehenden resultierenden harmonischen Kräfte F_{Rot} beliebiger Ordnung υ beziehungsweise Winkelgeschwindigkeiten $\upsilon\omega$ übertragen sich dabei mit folgender Beziehung zu harmonischen Kräften auf den Radlagerzapfen F_{RLx} (x-Richtung) und F_{RLy} (y-Richtung).

$$\begin{pmatrix} F_{RLx} \\ F_{RLy} \end{pmatrix} = F_{Rot} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t) \end{pmatrix} \tag{3.11}$$

Mit $F_{Rot} = A_{Rot}\sin(\upsilon\omega t)$

$$\begin{pmatrix} F_{RLx} \\ F_{RLy} \end{pmatrix} = A_{Rot}\sin(\upsilon\omega t) \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t) \end{pmatrix} \tag{3.12}$$

$$\begin{pmatrix} F_{RLx} \\ F_{RLy} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} A_{Rot} \begin{pmatrix} \cos\big((\upsilon-1)\omega t\big) - \cos((\upsilon+1)\omega t) \\ \sin\big((\upsilon-1)\omega t\big) + \sin((\upsilon+1)\omega t \end{pmatrix} \tag{3.13}$$

Ebenso entstehen aufgrund der Radialkräfte am Rotor im Zusammenspiel mit dessen Geometrie resultierende Kräfte in z-Richtung (siehe Kapitel 3.2.2.2). Diese werden über den Längslenker (3.) an die Karosserie (4.) über Feder, Dämpfer und Längslenkerbuchse weitergeleitet.

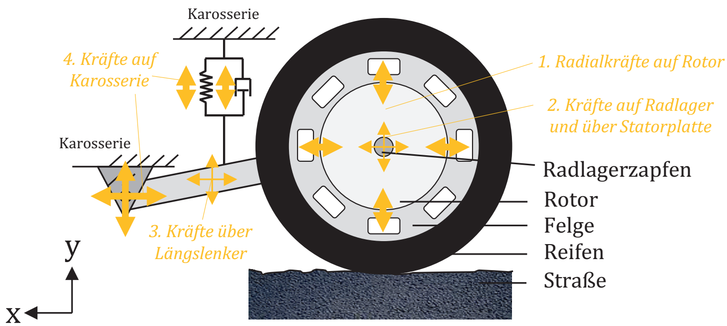


Abbildung 3.16: Übertragungsweg Rotor radial

3.2.1.2 Wirkende tangentiale Kraftdichte auf Rotor

Die in tangentialer Richtung auf den Rotor wirkenden Kräfte durchlaufen zwei Übertragungspfade (Abbildung 3.17). Das schließlich im Rotor aufgebrachte Drehmoment (2.) wird über die Felge (3.) und den Reifen (4.) danach auf die Fahrbahn übertragen. Dort wird das Drehmoment in eine translatorisch wirkende Kraft (5.) umgewandelt. Die

dadurch entstehende translatorische Gegenkraft (6.), wird wieder zurück über den Reifen (7.), Felge (8.), Rotor (9.), Radlager/Statorplatte (10.), an den Längslenker (11.) des Fahrwerks weitergeleitet. Dort werden die Wechselkräfte über die Feder- und Dämpfereinheit, hauptsächlich aber über die Längslenkerbuchse an die Karosserie übertragen. Grundsätzlich werden diese oszillierenden Kräfte durch den sehr „weichen“ Übertragungspfad schon bei niedrigen Geschwindigkeiten und Ordnungen entkoppelt.

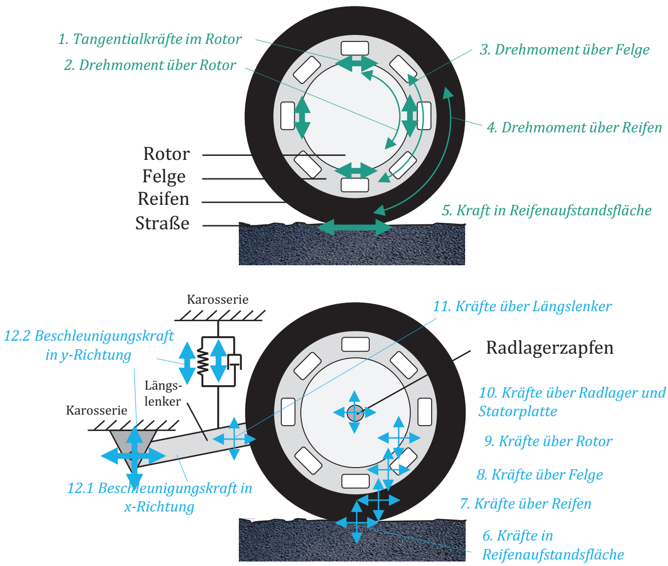


Abbildung 3.17: Übertragungsweg Rotor tangential

3.2.1.3 Wirkende radiale Kraftdichte auf Stator

Abbildung 3.18 zeigt den Übertragungsweg der auf den Stator wirkenden oszillierenden Radialkräfte. Diese verursachen zum einen resultierende Kräfte bei der Anbindung der Statorplatte zum Fahrwerk (2.1). Zum anderen führen die Wechselkräfte zu einer Bewegung der

Statoraußenwand, wodurch Schall (2.2) abgestrahlt wird. Die Wechselkräfte an der Befestigung der Statorplatte zum Fahrwerk werden schließlich über den Längslenker (3.) und dessen Anbindungspunkte über Feder, Dämpfer und Längslenkerbuchse an die Karosserie weitergegeben.

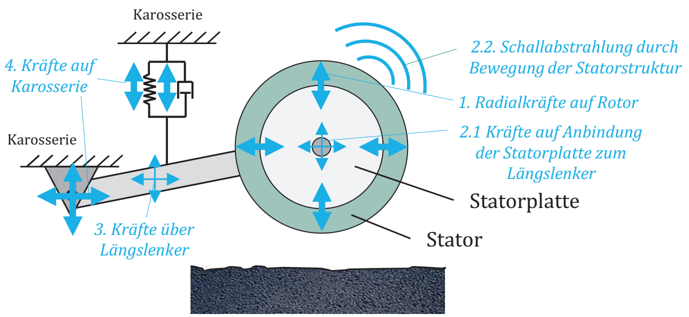


Abbildung 3.18: Übertragungsweg Stator radial

3.2.1.4 Wirkende tangentiale Kraftdichte auf Stator

Tangential oszillierende Kräfte (1.), die auf den Stator wirken, verursachen ein Drehmoment (2.), welches über den Längslenker Kraftschwankungen an der Längslenkerbuchse hervorrufen (3.), wie Abbildung 3.19 zeigt. Diese werden an die Karosserie weitergeleitet.

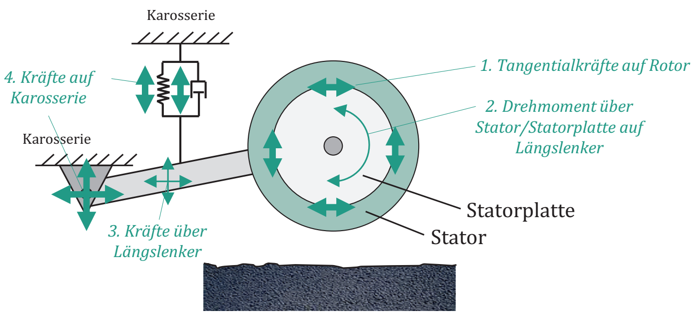


Abbildung 3.19: Übertragungsweg: Rotor tangential

3.2.2 Modellierung der Übertragungswege

Die für das mechanische Modell notwendigen Steifigkeits- und Massenmatrizen wurden mit Hilfe der Finiten Elemente Methode (FEM) erstellt. Dazu wurden für jede Einheit (Stator, Rotor, Fahrwerk) vereinfachte Annahmen zur Modellerstellung getroffen.

3.2.2.1 Statoreinheit

Das Gehäuse bildet die äußere Hülle des Stators. Im Inneren ist das Statorblech mit 48 Zähnen zu finden. Im Statorblech befinden sich die Wicklungen, welche um dessen Zähne gewickelt sind. Der Kühlkörper für den Radnabenantrieb besitzt gefräste Kanäle für die Kühlmittelführung. Der Radzapfen bildet mit den Wälzkörpern und der dazugehörigen Radnabe das Radlager, welches den Rotor drehbar lagert. Verbunden ist der Radzapfen mit der Statorplatte, welche dann an der Flanschplatte des Fahrwerks befestigt wird.

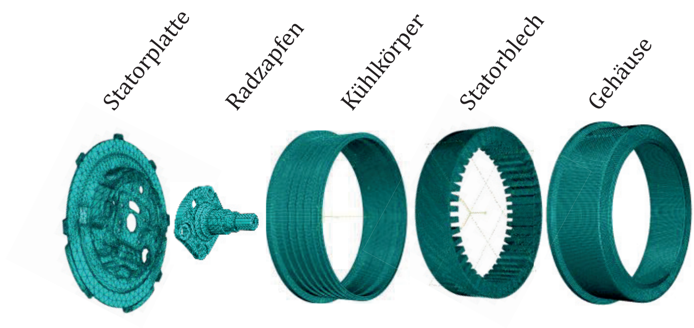


Abbildung 3.20: Aufbau Statoreinheit

Die Statorplatte dient einerseits zur Verbindung der restlichen Statoreinheit mit dem Rotor, muss aber auch die Möglichkeit der Kabeldurchführung für Sensoren, Seildurchführung für die Bremse sowie die Befestigung der Bremsanlage bieten. Aus diesem Grund ist die Geometrie der Statorplatte asymmetrisch konstruiert.

Folgende Annahmen wurden am FE-Modell getroffen, welche durch den Vergleich der Statoreinheit anhand einer experimentellen Schwingformanalyse verifiziert wurden [Mal14].

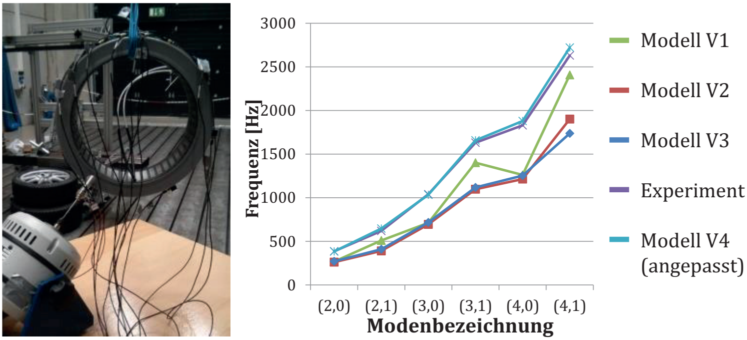


Abbildung 3.21: Vergleich der berechneten mit den experimentell bestimmten Frequenzen [Mal14]

Für das Blechpaket (BP) wurde ein Material mit transversalisotropen Eigenschaften verwendet [van12]. Die Vergussmasse wurde durch Ersatzmassepunkte modelliert und die Steigung der Kühlnuten im Kühlkörper wurde ebenfalls vernachlässigt.

Modalanalyse

Mit Hilfe der FEM-Simulation können die Eigenformen und die Eigenfrequenzen auch mit geänderten Randbedingungen des Stators bestimmt werden, welche für das Schwingungsverhalten und den Wechselkräften zwischen Elektromotor und Fahrwerk entscheidend sind. Als Randbedingung für die Schwingungsanalyse in der FE-Simulation wurde eine sehr hohe Federsteifigkeit c gewählt, an welcher die Statorplatte in der Realität mit dem Fahrwerk verbunden ist, um so vom Fahrwerk unabhängige Ergebnisse zu erzeugen. Das andere Ende dieser Feder wurde fest mit der Umgebung verbunden, sodass sich dieser Punkt nicht bewegen kann. Mit diesen Randbedingungen können einerseits in

der Modalanalyse die Eigenfrequenzen und die Eigenformen relativ realitätsnah bestimmt werden. Andererseits kann anhand der Verschiebung x des Anbindungspunktes des Stators zur Feder die Kräfte F_F einfach ermittelt werden, die an das Fahrwerk weitergeleitet werden.

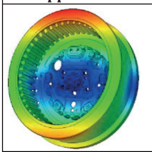
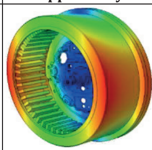
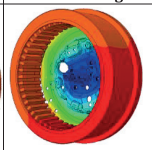
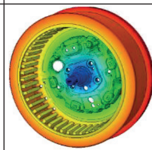
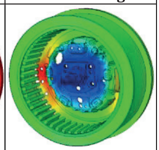
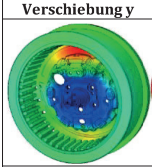
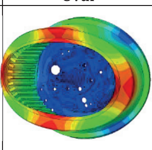
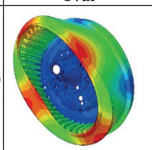
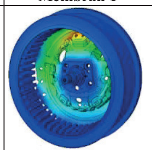
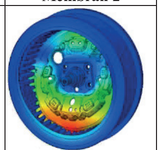
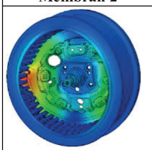
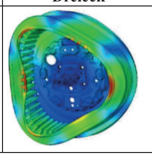
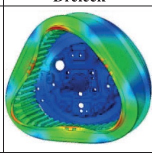
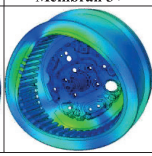
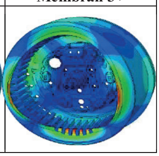
Mode **Frequenz [Hz]** **Bezeichnung**				
M1 **70** **Kippen um x**	**M2** **84** **Kippen um y**	**M3** **135** **Verschiebung z**	**M4** **175** **Torsion um z**	**M5** **425** **Verschiebung x**
				
M6 **437** **Verschiebung y**	**M7** **524** **Oval**	**M8** **525** **Oval**	**M9** **980** **Membran 1**	**M10** **1098** **Membran 2**
				
M11 **1132** **Membran 2**	**M12** **1177** **Dreieck**	**M13** **1182** **Dreieck**	**M15** **1247** **Membran 3+**	**M16** **1324** **Membran 3+**
				

Abbildung 3.22: Modalanalyse Statoreinheit

In Abbildung 3.22 sind die wichtigsten ermittelten Eigenfrequenzen und Eigenformen des Stators dargestellt. Neben den Eigenformen, bei denen der Stator gegenüber des Anbindungspunktes kippt (M1, M2), sich verschiebt (M3, M5, M6) oder sich dreht (M4) und den Eigenformen des Stators selbst (M7, M8, M12, M13), gibt es eine Vielzahl von Eigenmoden, in denen sich vor allem die Statorplatte bewegt, welche hier als Membranmoden bezeichnet werden. Diese unterscheiden sich

in der Anzahl der sich ausbildenden Maxima innerhalb der Statorplatte. In den ersten Moden bilden sich hier noch klar erkennbare Muster aus, die mit einem Maximum (M9) beziehungsweise zwei Maxima (M10, M11) beschrieben werden können. Ab drei Maxima (M16) ist allerdings kaum noch ein Muster erkennbar, da hier die asymmetrische Formung der Platte und dessen Aussparungen eine immer größere Rolle spielen. Wie sich im späteren Kapitel zeigt, hat die Form der Statorplatte einen erheblichen Einfluss auf die Übertragungsfunktionen der Zahnkräfte zur Fahrwerksanbindung. Zu beachten sind die zusammengehörigen Strukturmodenpaare, die sich teilweise stark in ihrer Resonanzfrequenz unterscheiden.

Wirkung der radialen Kräfte auf die Statoreinheit

Aufgrund der asymmetrischen Geometrie der Statoreinheit (vor allem der Statorplatte) entstehen durch Radialkräfte, auch wenn diese symmetrisch über den Statorumfang auf dessen Zähne wirken, resultierende Kräfte am Anbindungspunkt des Radnabenantriebs. Dieses Phänomen wird nachfolgend genauer erläutert (siehe auch [Str17b]).

Um das Übertragungsverhalten des Statorsystems etwas gründlicher zu betrachten, wird mithilfe der aus der FEM berechneten Massenmatrix und der Steifigkeitsmatrix K des Stators ein Gleichungssystem aufgestellt. Damit lässt sich das System folgendermaßen beschreiben.

$$M\ddot{x} + D\dot{x} + Kx = F_r \tag{3.14}$$

Mit

$$cx = F_F \tag{3.15}$$

Die Kraft $F_{F\alpha}$ (abhängig von der betrachteten Kraftrichtung α am Ausgang) wird dabei an das Fahrwerk über den Anbindungspunkt weitergeleitet, wohingegen F_{ri} die auf den Stator wirkenden Radialkräfte auf den Zahn *i* beschreibt, wie Abbildung 3.23 verdeutlicht:

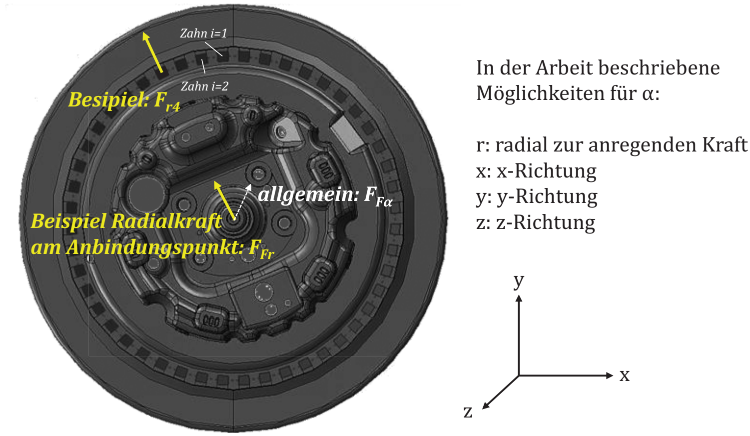


Abbildung 3.23: Übersicht der Kraftbeschreibung

Die Dämpfungsmatrix D wird so gewählt, dass die Systemdämpfung dem Standarddämpfungsfaktor für verschraubte Stahlkomponenten von 0,04 entspricht [Mue00]. Durch Umformung und Einsetzten der Federsteifigkeit erhält man folgende allgemeine Übertragungsfunktionen $G_{r\alpha}$ in Abhängigkeit der betrachteten Kraftrichtungen α und der aufgebrachten Kraft F_{ri} in radialer Richtung auf den Zahn i.

$$G_{r\alpha}(s) = \frac{F_{F\alpha}(s)}{F_{ri}(s)} = \frac{c}{Ms^2 + Ds + K} \tag{3.16}$$

Die Anregung beziehungsweise die Krafteinleitung F_{ri} in das System erfolgt radial auf die Zahnflächen über einen Punkt der mittig auf der Zahnfläche liegt und mit dieser verbunden ist. Zusätzlich ist die Reaktionskraft $F_{F\alpha}$ am Anbindungspunkt in radialer Richtung, also F_{Fr} dargestellt.

Die radiale Reaktionskraft F_{Fr} am Befestigungspunkt des Radnabenantriebes wird in der Übertragungsfunktion $G_{rr}(s)$ sowie in der Übertragungsfunktion $G_{rz}(s)$ in z-Richtung mit den wirkenden Kräften F_{Fz} beschrieben. Betrachtet man das System statisch (0 Hz), erkennt man, dass sich die Kräfte auf gegenüberliegenden Zähnen (Zahnpaar) aufheben, da die Kraft am Anbindungspunkt gleich der Kraft am Einleitungspunkt ist (Übertragungsfunktion hat den Wert 1 bei 0 Hz – siehe Abbildung 3.24). Es entstehen somit keine resultierenden Kräfte in x- oder y-Richtung. Betrachtet man jedoch höhere Frequenzen, ist dies nicht der Fall. Zur Veranschaulichung wurde für jeden Zahn die Übertragungsfunktion ermittelt. Abbildung 3.24 zeigt den Verlauf der Übertragungsfunktion $G_{rr}(s)$ im Frequenzbereich bis 2000 Hz der radialen Kraft am Anbindungspunkt des Stators in Bezug auf radialer Krafteinwirkung am Zahn.

$$G_{rr}(s) = \frac{F_{Fr}(s)}{F_r(s)} \tag{3.17}$$

$$G_{rz}(s) = \frac{F_{Fz}(s)}{F_r(s)} \tag{3.18}$$

Es ist erkennbar, dass die Peaks der Übertragungsfunktionen nicht exakt übereinander liegen. Besonders groß ist dieser Unterschied im Bereich um 75 Hz und um 430 Hz. Zu erklären ist dies durch die asymmetrische Struktur der Statorplatte, was sich bereits in leicht unterschiedlichen Resonanzfrequenzen (M1/M2 und M5/M6) in Abbildung 3.22 geäußert hat.

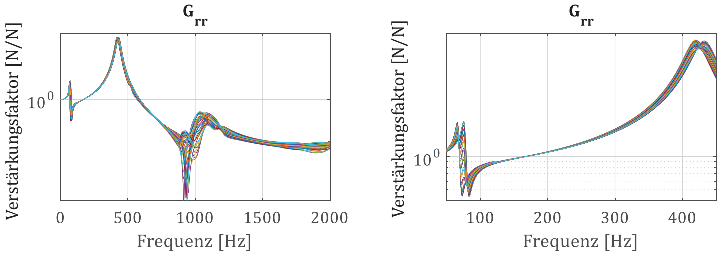


Abbildung 3.24: Radiale Übertragungswege (rotatorisch) Stator

Abbildung 3.25 stellt den Verlauf der Übertragungsfunktion in x-, y- und z-Richtung dar. Dabei ist zu erkennen, dass auch in z-Richtung resultierende Wechselkräfte entstehen, welche an das Fahrwerk weitergegeben werden.

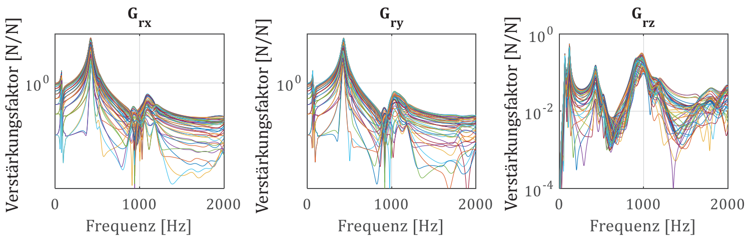


Abbildung 3.25: Radiale Übertragungswege (translatorisch) Stator

Grund für die resultierenden Kräfte in z-Richtung ist die Einwirkung der radialen Kraft auf den Statorzahn, der einen Hebelarm bezüglich des Anbindungspunktes besitzt und somit die angeschlossenen Massen zum Schwingen in z-Richtung anregt. Das hierdurch entstehende Biegemoment regt vor allem die Membranbewegung der Statoreinheit an und ruft schließlich im Anbindungspunkt eine Reaktionskraft in z-Richtung hervor, wie Abbildung 3.26 verdeutlicht.

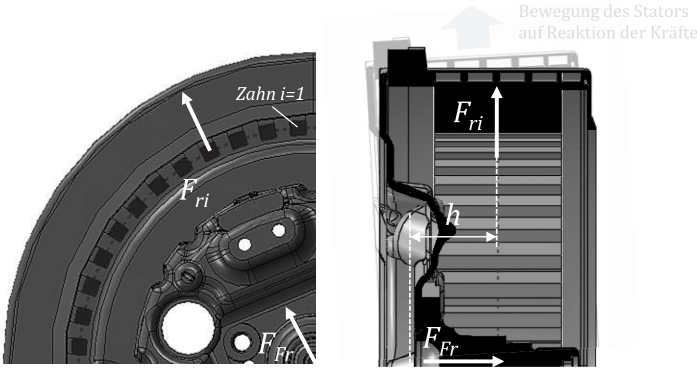


Abbildung 3.26: Skizze radial wirkende Kräfte auf Stator

Um das Übertragungsverhalten des Gesamtsystems darzustellen, bedient man sich nun der berechneten Übertragungsfunktionen der einzelnen Zähne und summiert diese auf, um eine Aussage der resultierenden Kräfte am Anbindungspunkt des Radnabenantriebes zu bekommen. Aufgrund des Superpositionsprinzips bei linearen Systemen ist dies zulässig. Die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems wird mit Hilfe der komplexen Addition berechnet.

Daraus ergibt sich für die einzelnen Richtungen folgender Zusammenhang:

$$G_x = \sum_{n=1}^{48} G_{n,rx} \tag{3.19}$$

$$G_y = \sum_{i=1}^{48} G_{n,ry} \tag{3.20}$$

$$G_z = \sum_{i=1}^{48} G_{n,rz} \tag{3.21}$$

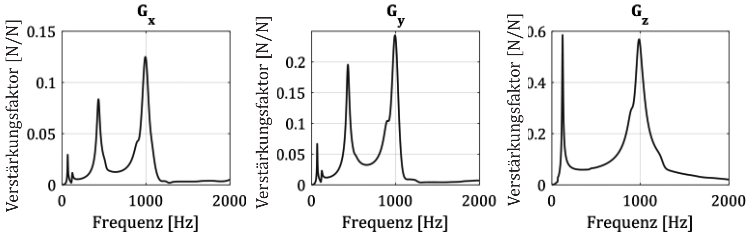


Abbildung 3.27: Resultierende Übertragungsfunktionen Stator

In den resultierenden Übertragungsfunktionen G_x .und G_y ist zu erkennen, dass vor allem bei ca. 75Hz, 430Hz und um 1000 Hz Peaks auftreten, welche zu resultierenden Wechselkräften in x- und y- Richtung führen. Verantwortlich dafür ist die Asymmetrie der Statorplatte und des Radzapfens. Diese Asymmetrie führt zu Moden, die für die Überhöhungen für G_x und G_y verantwortlich sind.

Die Funktion G_z zeigt das Entstehen der Wechselkräfte in z-Richtung aufgrund der beschriebenen Hebelwirkung. Ausschlaggebend für die besonders dominanten Peaks sind die Membranmoden, die in der Abbildung 3.22 dargestellt sind.

Ebenso zeigt sich, dass durch eine symmetrische Auslegung der Statorplatte sich Reaktionskräfte in x-, und y- Richtung stark verringern lassen [Str17b].

Die tangentialen Kräfte hingegen, die auf die Statoreinheit wirken, regen vor allem die Torsionsmode sehr stark an, was zu einer überhöhten Krafteinleitung von Drehmomentschwingungen in das Fahrwerk führt. In Kapitel 4 wird im Gesamtsimulationsmodell mit Rotor und Stator dieser Übertragungsweg näher erläutert.

3.2.2.2 Rotoreinheit

Die Rotoreinheit ist über die Radnabe auf dem Radlagerzapfen der Statoreinheit drehend gelagert. Darauf befestigt ist der Rotorträger und der geblechte Rotor, welcher die Permanentmagneten beinhaltet. Frontal wird ein Ring zur weiteren Befestigung des Rotorblechs aufgeschraubt.

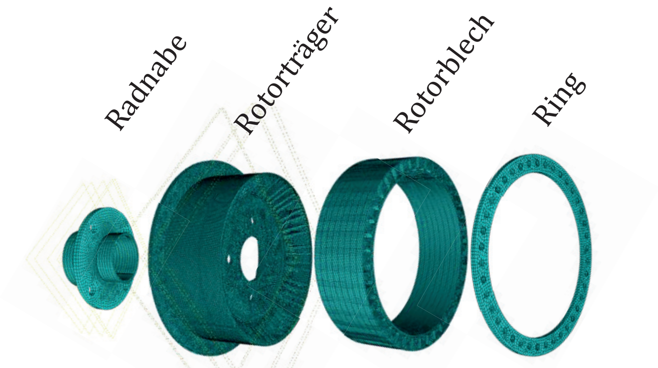


Abbildung 3.28: Aufbau Rotoreinheit

Auch hier wurden vereinfachte Annahmen für die FEM-Simulation getroffen, welche anschließend stichpunktartig aufgelistet sind. Genauere Beschreibungen der Vereinfachungen finden sich in [Pau14]:

- Einheitsdicke am Ring
- Kreisrunde Außenfläche am Rotorblech
- Geometrische Vereinfachungen am Rotorhalter
    - Vereinfachung der Strebengeometrie
    - Entfall von kleinen Befestigungsbohrungen
    - Entfall von Anfasungen
- Zusammenfassung von Magnetpaketen
- Vereinfachung der Schraubenverbindungen

Modalanalyse

Ebenso wie bei der Modalanalyse der Statoreinheit wird die Rotoreinheit mit einer hohen Federsteifigkeit an die Umgebung gekoppelt. Allerdings wird hier der Drehfreiheitsgrad um die Rotationsachse nicht gekoppelt, da diese Randbedingungen den späteren Randbedingungen im Betrieb am nächsten kommen.

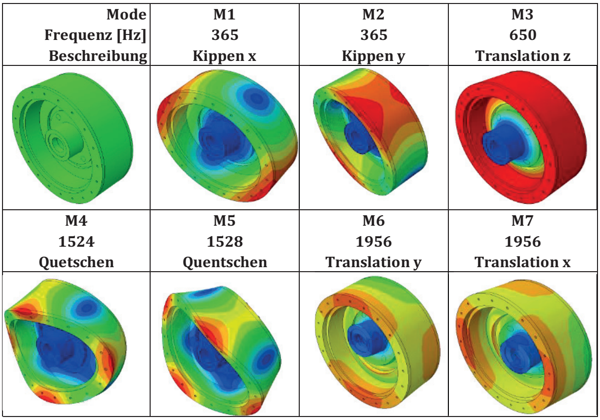


Abbildung 3.29: Modalanalyse Rotoreinheit

Wirkung der radialen Kräfte auf den Rotor

Analog zu den radial wirkenden Kräften auf den Stator wird nun das Übertragungsverhalten der Radialkräfte auf den Rotor untersucht. Als Eingang für die Kräfte dient ein mit den Polflächen verbundener Referenzpunkt (Abbildung 3.33).

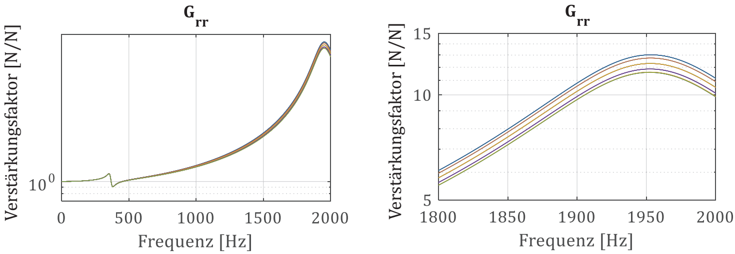


Abbildung 3.30: Radiale Übertragungswege (rotatorisch) Rotor

Es fällt in Abbildung 3.30 auf, dass bei den 40 Übertragungspfaden des Rotors viel kleinere Abweichungen zueinander zu erkennen sind als bei der Statoreinheit. Dies liegt an der achssymmetrischen Konstruktion des Rotors. Die erkennbar geringen Abweichungen können aufgrund kleiner asymmetrischer Abweichungen in der Konstruktion und asymmetrischer Vernetzung in der FEM erklärt werden.

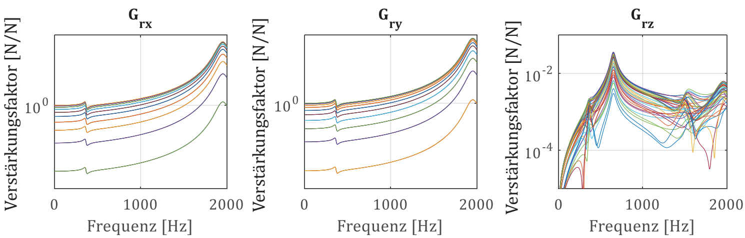


Abbildung 3.31: Radiale Übertragungswege (translatorisch) Rotor

In Abbildung 3.31 ist vor allem der Übertragungsweg in z-Richtung auffällig. Zum einen ist erkennbar, dass durch das Aufbringen radial wirkender Kräfte auf das angebundene Radlager in z-Richtung entstehen. Ebenso wie beim Stator entstehen diese Kräfte aufgrund der Biegung des äußeren Rings am Rotor, wie in Abbildung 3.33 angedeutet.

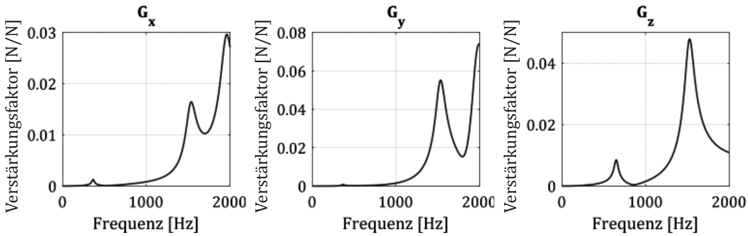


Abbildung 3.32: Gesamt resultierende Übertragungsfunktionen des Rotors

Grundsätzlich sind die resultierenden Übertragungsfunktionen im Vergleich zu den resultierenden Übertragungsfunktionen der Statoreinheit weniger stark ausgeprägt. Dass trotzdem Überhöhungen in x- und y-Richtung erkennbar sind, kann aufgrund kleiner asymmetrischer Abweichungen in der Konstruktion und der Vernetzung erklärt werden. Die entstehenden Kräfte in z-Richtung sind ähnlich wie beim Stator auf die Hebelwirkung der Kräfte und der dabei angeregten Resonanzen zurückzuführen.

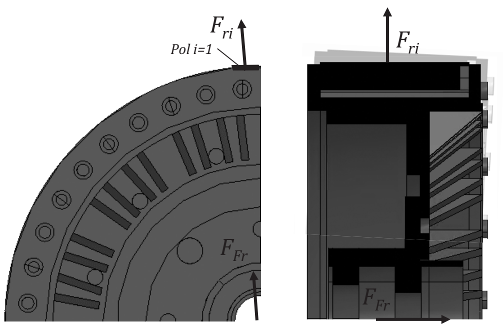


Abbildung 3.33: Skizze radial wirkender Kräfte auf Rotor

3.2.2.3 Fahrwerk

Das Fahrwerk des Versuchsträgers besteht aus mehreren Blechen, welche durch eine Schweißverbindung miteinander verbunden sind. Im FEM Modell wurden diese Verbindungen durch kinematische Verbindungen auf den angrenzenden Flächen realisiert. Abbildung 3.34 verdeutlicht den Aufbau der halben Achskonstruktion.

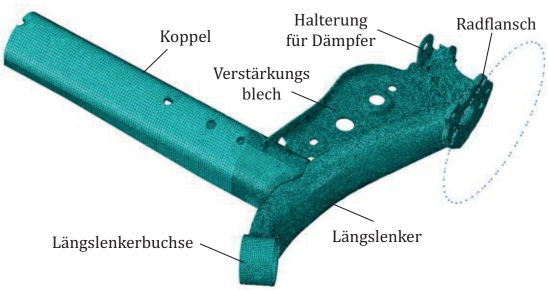


Abbildung 3.34: Aufbau Fahrwerk

Die bei der Modellierung des Fahrwerkes verwendeten Vereinfachungen sind nachfolgend stichpunktartig aufgelistet. Es sei aber auf [Knö15] verwiesen, wo diese Vereinfachungen und die Betrachtung der Übertragungswege ausführlicher dargestellt sind.

- Ersatzsteifigkeit für Längslenkerbuchse
- Modale Dämpfung für Starrkörperbewegung um die Längslenkerbuchse (LLB)
- Ersatzsteifigkeit für Aufbaufeder
- Geschwindigkeitsabhängige Dämpferkonstante als Däm-pferersatz
- Nachbildung der Schweißverbindungen durch Klebeverbindungen

Mit der Nutzung des Modells in der Gesamtsimulation kann jedoch gezeigt werden, wie die grundsätzlichen Übertragungswege des Gesamtsystems aussehen und welche Optimierungsmöglichkeiten sich daraus ergeben.

4 Gesamtsimulation

4.1 Allgemeines

Frühere Veröffentlichungen und Forschungsberichte zeigen viele Möglichkeiten, ein multiphysikalisches Simulationsmodell in Hinblick auf das vibroakustische Verhalten einer elektrischen Maschine aufzubauen, in denen die anregenden Kräfte durch die Magnetik und die mechanischen Übertragungspfade abgebildet sind. Dadurch können verschiedene Analyse- oder Optimierungsziele der elektrischen Maschine bereits in der Simulation genauer untersucht werden. Aktuelle Literatur und Veröffentlichungen sind nachfolgend aufgezählt:

- [Dup18]: Akustisches Modell zur PWM -Optimierung
- [Put16, Wan18]: Optimierung der Motortopologie auf Grundlage eines Multiphysikalischen Simulationsmodells
- [LeB16]: Schnelle Berechnung des akustischen Verhaltens
- [Sai16a, Sai16b]: Berechnung der Vibrationen am Gehäuse über die experimentell gemessenen Transferfunktionen mit Hilfe einer Vibrationssynthese
- [Ric15b, Ric15a, Dup12, Tor11]: Schallabstrahlung eines Traktionsantriebes für elektrisch angetriebene Fahrzeuge
- [Ada14]: Betrachtungen zum Einfluss des Regelkreises auf die Schallabstrahlung
- [Dup14]: Einfluss von Fehlern auf die Schallabstrahlung
- [Fan14]: Einfluss der magnetischen Kräfte auf das vibroakustische Verhalten eines Antriebstranges mit Getriebe
- [Bra13a]: Analytische Berechnung der Schallabstrahlung basierend auf elektromagnetischer FEM
- [Bra12]: Multiphysikalisches Modell basierend auf der „Lumped Element“-Methode
- [Hum12, San09]: Optimierung des magnetischen Design mit Blick auf das vibroakustische Verhalten des Systems

- [Jea12]: Schwerpunkt auf Homogenisierung von heterogenen Materialien in der Struktursimulation
- [Pel12a]: Einfluss von zusätzlichen Harmonischen in den Statorströmen auf das Gesamtsystem
- [Tor12]: Einfluss von Exzentrizität und Drehmomentwelligkeit auf das vibroakustische Verhalten mit Hilfe der Feldrekonstruktionsmethode
- [Jea08]: Mehr-Kriterien-Optimierung einer elektrischen Maschine in Bezug auf das vibroakustische Verhalten
- [Sch07]: Einfluss des Gehäusemateriales auf das vibroakustische Verhalten

In dieser Arbeit wird das in Kapitel 3.1.3 beschriebene elektromagnetische Modell (Kraftrekonstruktion) mit den aus der mechanischen FEM gewonnen Übertragungsfunktionen eines Viertelfahrzeugmodells gekoppelt. Damit können Effekte von der Entstehung störender Schwingungen bis zur Übertragung der Kräfte zu den Anbindungspunkten gut erklärt und schnell simuliert werden. Somit bietet sich so die Möglichkeit schnell und einfach neue Optimierungsansätze in der Ansteuerung zu testen, vor allem im Hinblick auf einen akustisch optimierten Steuerungsansatz.

Vorteile des in dieser Forschungsarbeit entwickelten multiphysikalischen Simulationsmodells sind:

- Übersichtlichkeit des Modells
    - Effekte können sehr gut und einfach dargestellt werden. Dies dient vor allem der Nachvollziehbarkeit der Entstehungsmechanismen.
    - Einfache Änderungsmöglichkeiten bei geänderten Randbedingungen (z.B. Bestromung, Anbindungssteifigkeiten, etc.)
- Sehr schnelle Berechnung (Variationsmöglichkeiten)
- **Rückrechenbarkeit für optimale Bestromung (Alleinstellungsmerkmal)**

Das verwendete Modell gliedert sich auf in ein elektromagnetisches Modell mit den Strömen I_q und I_d als Eingänge und ein mechanisches Modell bei dem die wirkenden Kräfte im Luftspalt als Eingangsgröße dienen. Abbildung 4.1 zeigt den Aufbau des Simulationsmodells.

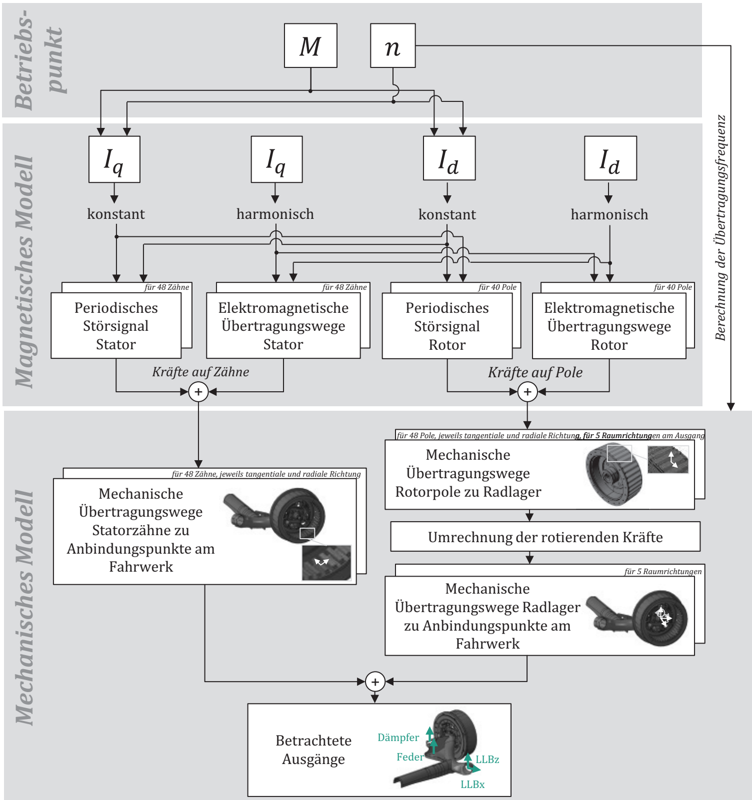


Abbildung 4.1: Aufbau Gesamtsimulation

4.2 Aufbau der Gesamtsimulation

4.2.1 Elektromagnetische Simulation

Für das Gesamtmodell wurden die Ursachen für die Kraftschwankungen im elektromagnetischen Modell getrennt (siehe Kapitel 3.1.1.1 und 3.1.1.2). Die konstanten Anteile der Ströme werden durch den zu testenden Betriebspunkt (Drehmoment und Drehzahl) bestimmt. Die dazugehörige Ansteuertabelle für die I_q- und I_d-Ströme findet sich in Abbildung 4.2 wieder.

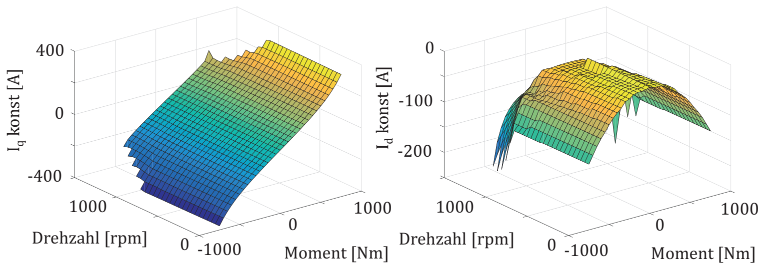


Abbildung 4.2: Ansteuertabellen für I_q und I_d

Dabei entstehende Oberschwingungen in den Strömen können mit Hilfe der in Kapitel 3.1.3 entstandenen Werte (Abbildung 3.11) nachgebildet werden. Nicht berechnete Betriebspunkte zwischen den berechneten Stützstellen werden linear interpoliert. Die bisherigen Untersuchungen (Kapitel 3.1.3.3) haben gezeigt, dass für die harmonischen Anteile in den Ersatzströmen ein lineares Übertragungsverhalten angenommen werden kann.

4.2.2 Mechanische Simulation

Aufgrund der Übertragung der störenden Phänomene durch die Struktur im mechanischen System und der dadurch verursachten kleinen Bewegung werden hier linearisierte Zusammenhänge angenommen. Grundsätzlich werden alle genutzten Übertragungsfunktionen aus einem FEM-Gesamtmodell mit gekoppelten Komponenten ermittelt. Die Wirkung der Kräfte auf die Statorzähne wird mit Hilfe der aus der FEM gewonnen Übertragungsfunktionen berechnet. Ebenso gilt dies für die auf das Radlager wirkenden Kräfte, deren Ursache vor allem auf den Rotor angreifende Kräfte sind. Wie in Kapitel 3.2.1.1 beschrieben, werden die Frequenzen der mitrotierenden Kräfte in x- und y-Richtung entsprechend aufgeteilt. Somit ergeben sich daraus die Nebenordnungen mit $\upsilon + 1$ und $\upsilon - 1$. Gleiches gilt für die angreifenden Drehmomente am Radlager um x und y. Wie auch später im Experiment wurden nur die Komponenten Statoreinheit, Rotoreinheit und Fahrwerk untersucht.

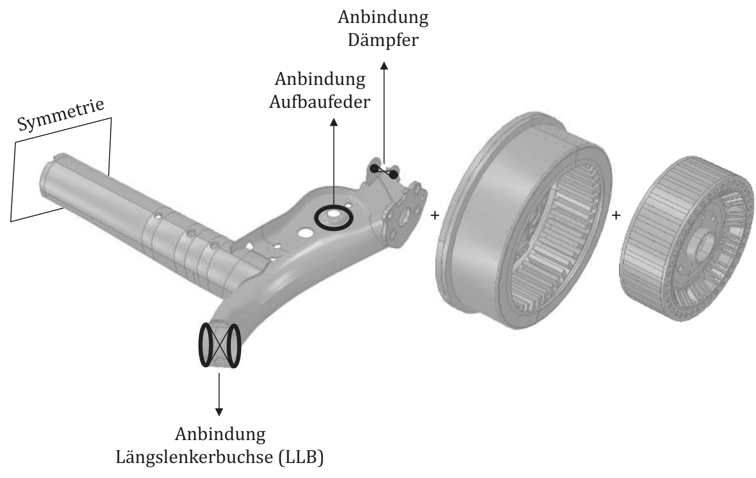


Abbildung 4.3: Mechanisches Modell

4.3 Simulationsergebnisse

Im folgenden Kapitel wird eine Übersicht der im System des Radnabenantriebs möglichen Eigenschwingungen und Übertragungsfunktionen dargestellt und diese nach deren Einfluss auf das vibroakustische Verhalten bewertet.

4.3.1 Modalanalyse

Die sich aus dem Gesamtsystem ergebenden Eigenfrequenzen sind teilweise anhängig von den Randbedingungen. In diesem Kapitel werden ausgehend von dem gezeigten Gesamtmodell ohne Ersatzmodelle für Reifen und Felge Schritt für Schritt zusätzliche Randbedingungen hinzugefügt und deren Schwingformen sowie Übertragungswege dargestellt. Hierfür wurden die in Abbildung 4.4 beschriebenen Randbedingungen gewählt.

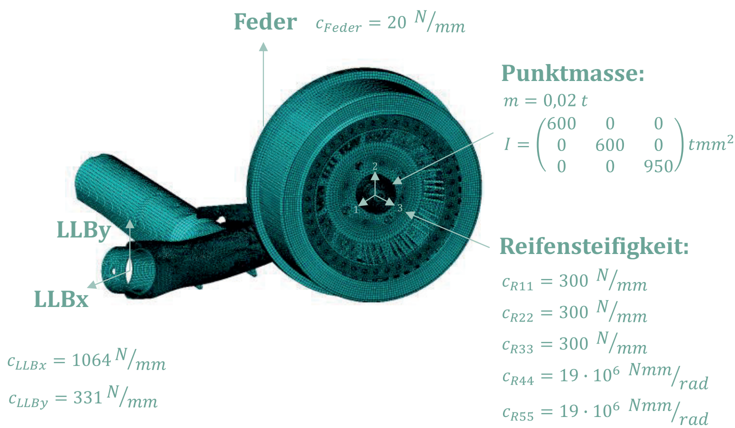


Abbildung 4.4: Gesamtmodell mit Darstellung der Randbedingungen

Die folgende Tabelle zeigt die Unterschiede der variierten Randbedingungen:

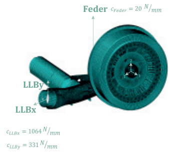
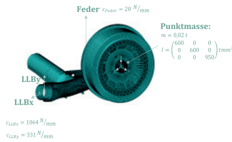
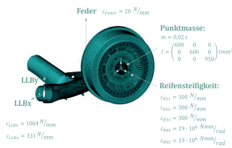
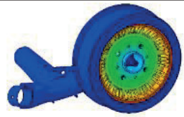
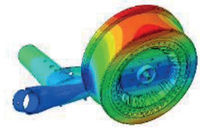
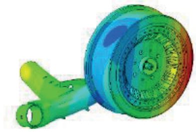
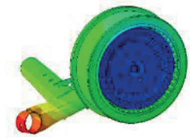
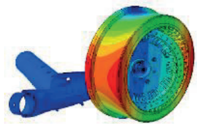
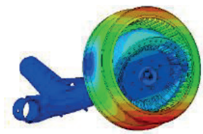
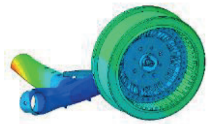
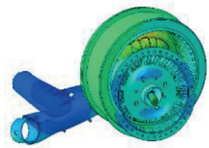
Nr	Randbedingung und Erweiterung der RB	Darstellung
1	**Ohne Komplettrad** *nur:* Steifigkeit Längslenkerbuchse [Knö15] Steifigkeit Aufbaufeder ohne Dämpfer	
2	**Mit Komplettrad abgehoben** *zusätzlich:* Punktmasse als Ersatzmasse für Komplettrad	
3	**Mit Komplettrad auf Fahrbahn** *zusätzlich:* Steifigkeit zwischen Punktmasse mit Umgebung zur Nachbildung der Reifensteifigkeit (wie Abbildung 4.4)	

Tabelle 4.1: Überblick der geänderten Randbedingungen

Tabelle 4.2 zeigt die Abhängig- oder Unabhängigkeiten der Eigenfrequenzen von den verschiedenen Randbedingungen. Es ist deutlich zu erkennen, dass vor allem die Eigenfrequenzen bei niedrigen Frequenzen sehr stark abhängig sind.

Nr	Frequenz	Bezeichnung	Bild
1 2 3	0 0 28	Rotation Rotor	
1 2 3	30 19 39	Kippen gesamt	
1 2 3	42; 47 35; 53 39; 55	Kippen gesamt	
1 2 3	47 45 45	Rotation Stator mit Fahrwerk	
1 2 3	65 81 82	Kippen Stator	
1 2 3	110 68 69	Kippen Stator	
1 2 3	214 152 152	Membran Statorplatte mit Translation Stator	
1 2 3	443 377 377	Translation Rotor 1	

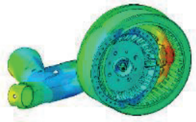
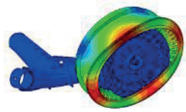
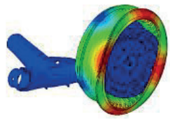
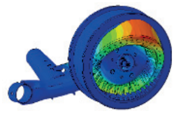
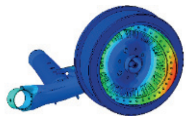
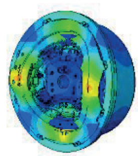
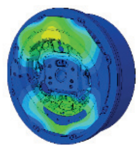
1	475		
2	412	Translation Rotor 2	
3	413		
1	520		
2	520	Oval 1	
3	520		
1	521		
2	521	Oval 2	
3	521		
1	>1000	Kippen Rotor 1	
2	665		
3	665		
1	>1000		
2	680	Kippen Rotor 2	
3	680		
1	903-1119		
2	862-1107	Membran Moden der Statorplatte	
3	862-1108		

Tabelle 4.2: Übersicht der Eigenfrequenzen und deren Abhängigkeiten im Gesamtsystem mit den in Tabelle 4.1 dargestellten unterschiedlichen Randbedingungen

Analog zu der in Kapitel 4.2.2 gezeigten Möglichkeit zur Berechnung und Darstellung von resultierenden Kräften zeigt Abbildung 4.5 diese Übertragungsfunktionen. Es sind die von den Rotorpolen radial wirkenden Kräfte zu den radial wirkenden Kräften am Radlager dargestellt,

welche an den Radzapfen weitergegeben werden. Dieser Übertragungsweg wurde bereits in Kapitel 3.2.1.1 genauer beschreiben.

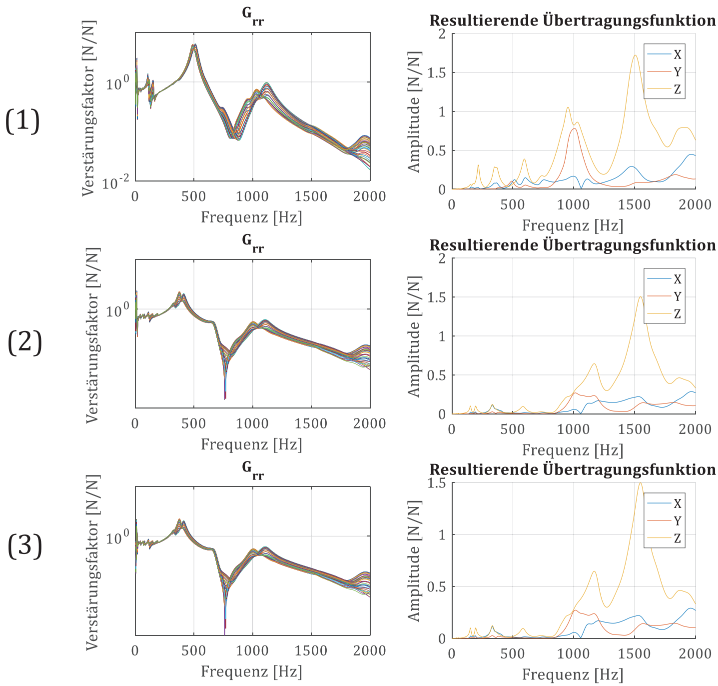


Abbildung 4.5: Darstellung der radialen Übertragungswege des Rotors auf das Radlager im Gesamtsystem und deren Einfluss auf der in Tabelle 4.1 dargestellten Randbedingungen

Es zeigen sich Abhängigkeiten von den Randbedingungen. Besonders deutlich wird dies, wenn dazu die Übertragungsfunktion zu den jeweiligen Anbindungspunkten an der Karosserie im Gesamtsystem gebildet wird (Abbildung 4.7).

4.3.2 Übertragungswege des Gesamtsystems

Ebenso können die Übertragungswege, von den wirkenden Kräften auf Rotor und Stator hin zu den Anbindungspunkten des Fahrwerksgebildet werden, wie Abbildung 4.6 zeigen soll.

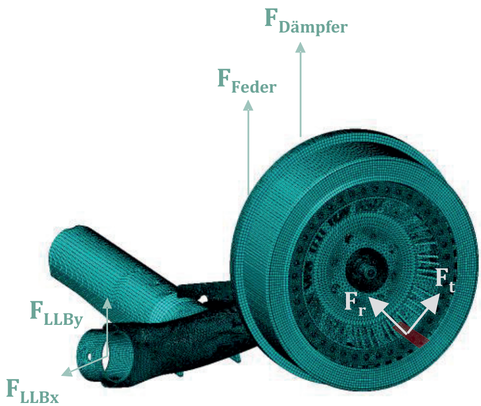


Abbildung 4.6: Veranschaulichung der zu den Übertragungsfunktionen gehörenden Anregungs- und Anbindungskräfte

So ergeben sich für die radiale und tangentiale Anregungsrichtungen folgende Übertragungsfunktionen für jeden Zahn beziehungsweise Rotorpol i:

$$G_{i,rDämpfer}(s) = \frac{F_{i,Dämpfer}(s)}{F_{ri}(s)} \qquad G_{i,tDämpfer}(s) = \frac{F_{i,Dämpfer}(s)}{F_{ti}(s)} \tag{4.1}$$

$$G_{i,rFeder}(s) = \frac{F_{i,Feder}(s)}{F_{ri}(s)} \qquad G_{i,tFeder}(s) = \frac{F_{i,Feder}(s)}{F_{ti}(s)} \tag{4.2}$$

$$G_{i,rLLBx}(s) = \frac{F_{i,Dämpfer}(s)}{F_{ri}(s)} \qquad G_{i,tLLBx}(s) = \frac{F_{i,LLBx}(s)}{F_{ti}(s)} \tag{4.3}$$

$$G_{i,rLLBy}(s) = \frac{F_{i,LLBy}(s)}{F_{ri}(s)} \qquad G_{i,tLLBy}(s) = \frac{F_{i,LLBy}(s)}{F_{ti}(s)} \tag{4.4}$$

Die resultierenden Kräfte (am Beispiel der Statorkräfte zu den Anbindungspunkten mit 48 Zähnen) können somit folgendermaßen berechnet werden:

$$G_{rDämpfer} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,rDämpfer} \qquad G_{tDämpfer} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,tDämpfer} \tag{4.5}$$

$$G_{rFeder} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,rFeder} \qquad G_{tFeder} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,tFeder} \tag{4.6}$$

$$G_{rLLBx} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,rFeder} \qquad G_{tLLBx} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,tLLBx} \tag{4.7}$$

$$G_{rLLBy} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,rLLBy} \qquad G_{tLLBy} = \sum_{i=1}^{48} G_{i,tLLBy} \tag{4.8}$$

Betrachtet man das Gesamtübertragungsverhalten der an den Anbindungspunkten des Fahrwerks auf die Karosserie entstehenden resultierenden Kräfte aufgrund radialer Anregungskräfte am Rotor in Abbildung 4.7, ist zu erkennen, dass das Einbringen der Reifensteifigkeit nur noch wenig Einfluss auf die vom Radlager übertragenen Kräfte hat.

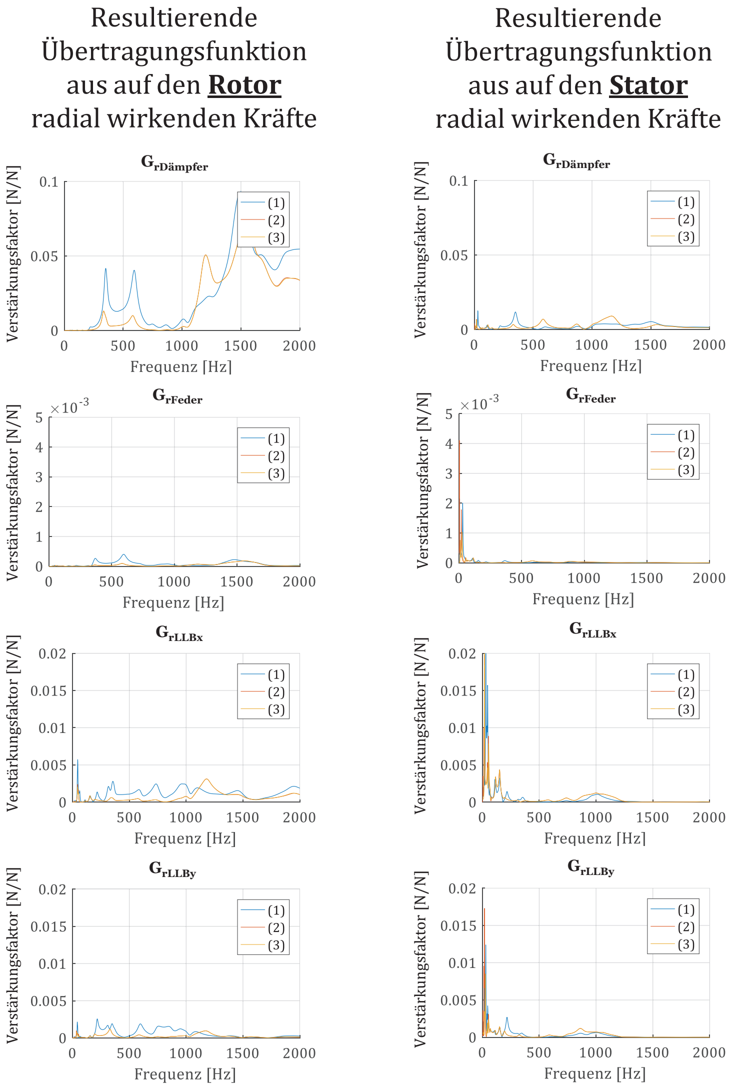


Abbildung 4.7: Resultierende Übertragungsfunktionen bei Variation der Randbedingungen

Die nachfolgend dargestellten Übertragungsfunktionen (Abbildung 4.8) zeigen die Übertragungswege der tangential anregenden Kräfte für Stator und Rotor zu den Anbindungspunkten des Fahrwerks an die Karosserie, wie sie bereits in Kapitel 3.2.1.2 und 3.2.1.4 beschrieben wurden (Randbedingung 3)

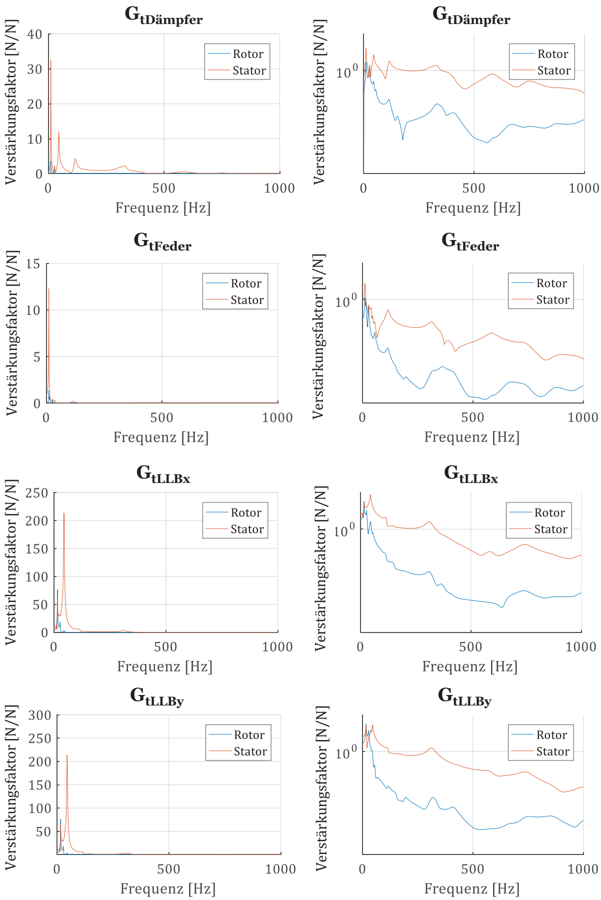


Abbildung 4.8: Vergleich der Übertragungswege mit tangentialen Anregungskräften

Außerdem können die radialen Übertragungswege (Resultierende Übertragungsfunktion) aus Kapitel 3.2.1.1 (blau) und 3.2.1.3 (rot) miteinander unter der Randbedingung (3) verglichen werden, wie die nachfolgende Abbildung 4.9 zeigt.

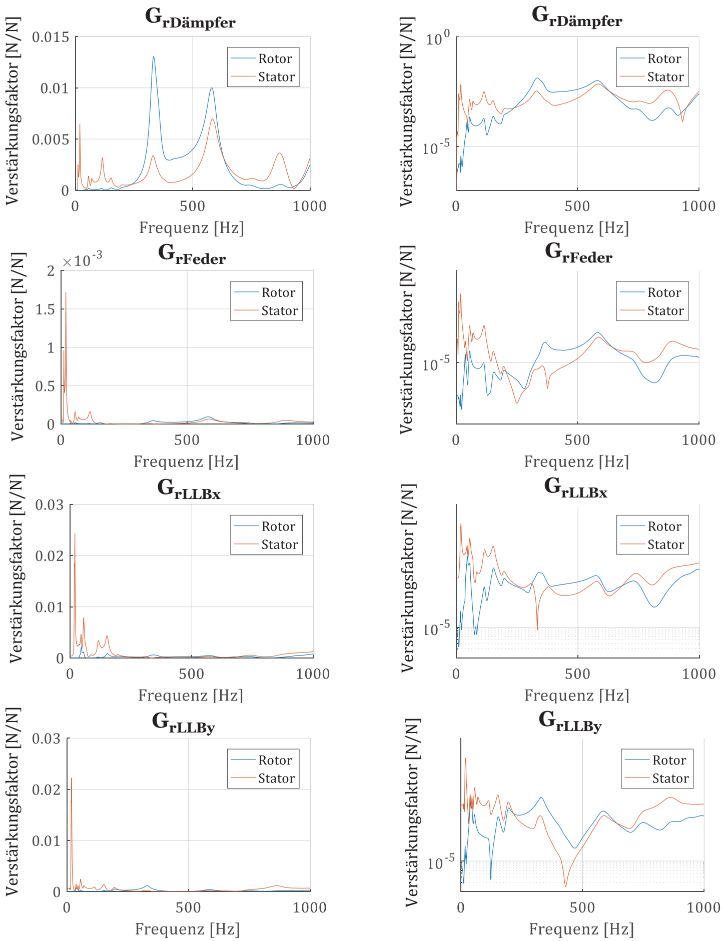


Abbildung 4.9: Vergleich der Übertragungswege mit radialen Anregungskräften

Im Vergleich zu den radialen Übertragungswegen sind die tangentialen Übertragungswege sehr viel stärker ausgeprägt. Aufgrund der hohen radialen Kräfte, die auf Rotor und Stator wirken, besteht jedoch trotzdem die Möglichkeit, dass diese im Innenraum spür- und hörbare Effekte hervorrufen. Außerdem ist erkennbar, dass die tangentialen Übertragungswege beim Stator wesentlich stärker ausgeprägt sind als beim Rotor. Folgende Schlussfolgerungen lassen sich aus den gezeigten Übertragungswegen ableiten:

1. Die tangentialen Kräfte auf den Stator sind ausschlaggebend für die vibroakustischen Eigenschaften, die an den Anbindungspunkten und schließlich in der Fahrzeugkabine gemessen werden können.
2. Die tangentialen Kräfte auf den Rotor spielen eine untergeordnete Rolle.
3. Radiale Kräfte, die auf Rotor und Stator wirken, können Einfluss auf das vibroakustische Verhalten haben.

Abhängigkeiten der Übertragungsfunktionen von den Randbedingungen

Ebenso werden hier die entstehenden Unterschiede der Übertragungsfunktionen für die verschiedenen Randbedingungen aufgezeigt. Der am stärksten ausgeprägte Übertragungspfad (Tangentialkräfte zum Ausgangspunkt) wird aus diesem Grund in Abbildung 4.10 dargestellt.

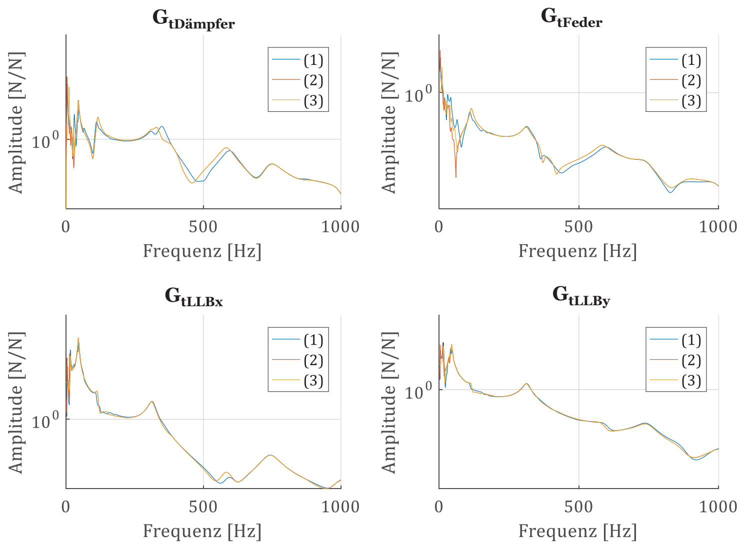


Abbildung 4.10: Abhängigkeit des tangentialen Übertragungsweges des Stators von den Randbedingungen

Es ist zu erkennen, dass das Übertragungsverhalten vor allem bei niedrigen Frequenzen abhängig von den Werten der Randbedingungen ist, welche durchaus bei verschiedenen Betriebspunkten variieren können. Gründe hierfür sind:

- Reifensteifigkeit/Reifenmassen
    - Reifentemperatur
    - Wechsel der Reifen
    - Alterung und Abnutzung der Reifen
- Dämpferkonstante
    - Frequenzabhängigkeiten
    - Alterung
    - Temperatur
- Steifigkeit Längslenkerbuchse
    - Alterung /Temperatur

4.3.3 Motorordnungen

Mit Hilfe der vorher dargestellten Effekte und den Modellen kann für das System des Radnabenantriebs Tabelle 4.3 erstellt werden, welche die Hauptursachen der zeitlichen Ordnungen der wirkenden Kräfte am Anbindungspunkt näher beschreibt. Zusätzlich treten zu den beschriebenen Hauptordnungen auch harmonische Ordnungen auf, indem diese mit *i* multipliziert werden. Dabei ist *i* positiv und ganzzahlig. Die Höhe der wirkenden Amplituden hingegen kann nur durch elektromagnetische Berechnungen genau ermittelt werden, wie sie beispielsweise die FEM liefert.

Allgemeine Berechnung	**Ordnung E-Wheel Drive beta**	**Hauptsächliche Ursprungskraft**
$2p \cdot i$	$40 \cdot i$	radiale Kräfte auf Stator → *asym. Übertragungswege des Stators* → *resultierende Axialkräfte*
$N \cdot i$	$48 \cdot i$	radiale Kräfte auf Rotor → *resultierende Axialkräfte*
$N \cdot i \pm 1$	$48 \cdot i \pm 1$	radiale Kräfte auf Rotor → *asym. ÜW des Rotors* *+ Modulierung durch Rotor*
$kgV(w, 2p) \cdot i$	$kgV(24{,}40) \cdot i$	tangentiale Kräfte (Lastpulsation) → *Übertragungspfad Stator stark ausgeprägt*
$kgV(N, 2p) \cdot i$	$kgV(48{,}40) \cdot i$	tangentiale Kräfte (Nutrastmoment) → *Übertragungspfad Stator stark ausgeprägt*

Tabelle 4.3: Zuordnung der entstehenden Ordnungen

Tabelle 4.3 zeigt die entstehenden Ordnungen am Anbindungspunkt der elektrischen Maschine bei symmetrischer elektromagnetischer Anregung für die verwendeten Wicklungsanordnungen. Dabei unterscheiden sich Lastpulsation und Nutrastmoment nur in den zugrunde liegenden kleinsten gemeinsamen Vielfachen zwischen Polpaarzahl $2p$, Nutzahl N und der Wiederholung der Wicklungsanordnung w. Das Nutrastmoment kann dabei direkt aus der Geometrie der elektrischen Maschine abgelesen werden, wohingegen bei der Lastpulsation auch das Wicklungsschema eine entscheidende Rolle spielt. Entscheidend ist hier die Wiederholung der Wicklungsanordnung um den Umfang (siehe Abbildung 4.11).

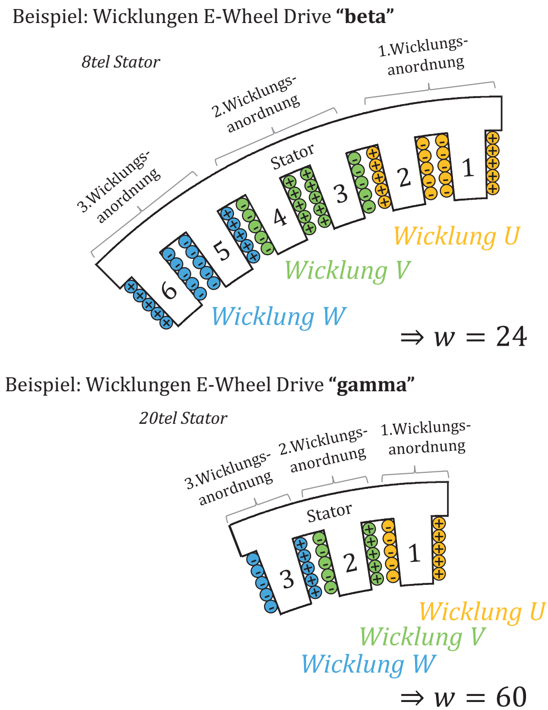


Abbildung 4.11: Wiederholung der Wicklungsanordnung

In realen Systemen kommt es zusätzlich zu Abweichungen dieser symmetrischen Anregung zum Beispiel aufgrund von Exzentrizitäten. Dadurch sind die gegenüberliegenden Kräfte, welche auf Rotorpole und Statorzähne wirken, nicht mehr gleich [Kes16, Kra17]. Es ändern sich die Amplituden der Hauptanregungen. Dies zeigt sich in Abbildung 4.12.

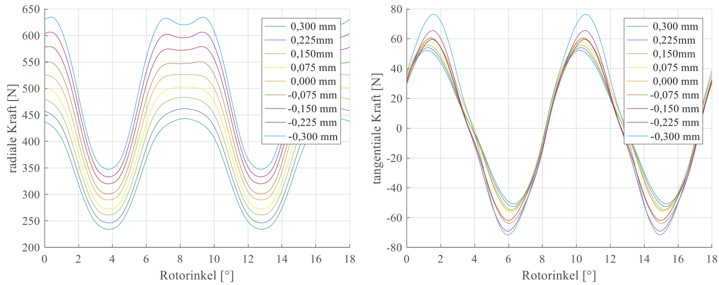


Abbildung 4.12: Darstellung der Kräfte über den Winkel auf einem Zahn bei geändertem Luftspalt, statische Exzentrizität, Betriebspunkt 100Nm/100rpm

Vor allem die Amplitude der 40. Ordnung in den Radialkräften ist stark abhängig von der Luftspaltgröße. Ähnliches gilt auch für die 48. Ordnung der Radialkräfte, die auf die Rotorpole wirken. Zusätzlich entstehen bei dynamischen Exzentrizitäten Nebenordnungen beziehungsweise Seitenbänder in den anregenden Kräften, deren Amplituden sich je nach betrachteten Zahn oder Pol stark unterscheiden können [Mar13, Pie12]. Im Folgenden wird allerdings zur Vereinfachung von einem symmetrischen System ausgegangen.

4.3.4 Wirkende Kräfte

Mit den bereits beschriebenen Mechanismen werden nun die wirkenden Kräfte an den Anbindungspunkten des Fahrwerks zur Karosserie nachgebildet. Dabei wird, wie zuvor beschrieben, von einem elektromagnetisch symmetrischen Modell ausgegangen.

Für die Berechnung beziehungsweise Nachbildung der verschiedenen Ordnungen müssen folgende Fälle unterschieden werden, wie bereits Tabelle 4.3 zeigte:

1. Fall: Vielfaches der Polpaarzahl
=> erregt durch radial wirkende Kräfte auf Stator mit dessen relevanten Übertragungswegen
Beispiel am Radnabenantrieb (beta):
40. Ordnung, 80. Ordnung, 120. Ordnung, ...

2. Fall: Vielfaches der Statornutzahl
=> erregt durch radial wirkende Kräfte auf Rotor mit dessen relevanten Übertragungswegen in axiale Richtung
Beispiel am Radnabenantrieb (beta):
48. Ordnung, 96. Ordnung, ...

3. Fall: Vielfaches der Statornutzahl +/- 1
=> erregt durch radial wirkende Kräfte auf Rotor und den daraus entstehende rotierenden resultierenden in nicht axialer Richtung
Beispiel am Radnabenantrieb (beta):
47. Ordnung, 49. Ordnung, 95. Ordnung, ...

4. Fall: Kleinstes gemeinsames Vielfaches der Polpaarzahl und der Wiederholung der Wicklungsanordnung
=> erregt durch tangentiale Kräfte auf Rotor und Stator
Beispiel am Radnabenantrieb:
120. Ordnung, 240. Ordnung, ...

Bei der Beschreibung der Übertragungspfade soll Abbildung 4.13 unterstützten. Dabei sind die Übertragungsfunktionen nun als Verschiebung zu Kraft definiert. Es sind nur die translatorischen Raumrichtungen und Kräfte für die Anbindung des Radlagers aufgezeigt, um die angewandte Methodik vereinfacht erklären zu können. Für die späteren gezeigten Berechnungen wurden allerdings ebenso die dazugehörigen rotatorischen Effekte beziehungsweise die auftretenden Drehmomente mitberücksichtigt.

$G^{mSt}_{Zi_F}$

- m → Übertragungsart (*m* = mechanisch)
- St → Bauteil und Richtung (*St* = Stator tangential, *Rr* = Rotor radial, *L* = Radlager)
- F → Ausgangsort (*F* = Anbindungspunkt Fahrwerk; *L* = Anbindungspunkt Radlager)
- Zi → Eingang der aufgebrachten Kraft (*Zi* = *i*-ter Zahn; *Pj* = *j*-ter Rotorpol; *Lx* = Radlager x-Richtung)

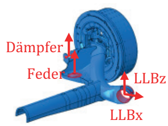
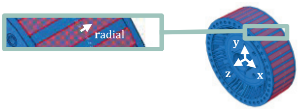
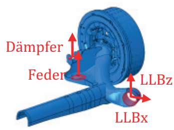
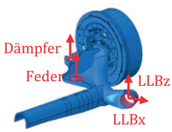
Eingang	Ausgang	Beschreibung
		i = Zahn F = Ausgang am Fahrwerk $G^{mSr}_{Zi_F}$ $G^{mSt}_{Zi_F}$
		j = Pol L = Raumrichtung Radlager $G^{mRr}_{Pj_L}$
		Lz = axiale Raumrichtung Radlager L = alle nicht axialen Raumrichtungen F = Ausgang am Fahrwerk $G^{mLz}_{Lz_F}$ $G^{mL}_{L_F}$
		j = Pol F = Ausgang am Fahrwerk $G^{mRt}_{Pj_F}$

Abbildung 4.13: Nomenklatur und Veranschaulichung der Übertragungspfade

1. Fall: Schwingungen stammen von Radialkräften am Stator.

Die am Anbindungspunkt des Fahrwerks wirkenden Kräfte zur Karosserie F_F für die beschriebenen Ordnungen können aus der Summe der anregenden Kräfte in radialer Richtung F_{Zi}^{r} auf den Zahn i mit den dazugehörigen mechanischen Übertragungswegen $G_{Zi_F}^{mSr}$ beschrieben werden. Zur Berechnung der wirkenden Kräfte wird die gerade beschriebene Auslenkung mit der dort vorliegenden Steifigkeit c_F multipliziert. Die anregenden Kräfte sind zudem von Motormoment M und Drehzahl n abhängig.

$$F_{F_Fall1} = \sum_{i=1}^{48} F_{Zi}^{r}(M,n) \cdot G_{Zi_F}^{mSr} \cdot c_F \tag{4.9}$$

2. Fall: Schwingungen stammen von den resultierenden Axialkräften des Rotors (Kapitel 3.2.2.2), welche über das Radlager übertragen werden und von Radialkräften am Rotor stammen.

Die vom Radlager übertragene Kraft in axiale Richtung F_{Lz} bildet sich aus der Summe der auf die Pole P radial wirkenden Kräfte F_{Pj}^{r} mit dessen axial wirkenden Übertragungswegen $G_{Pj_Lz}^{mRr}$ und deren Multiplikation mit der Radlagersteifigkeit c_L.

Kraft auf Radlager durch Radialkräfte Rotor (nur für Axialkräfte)

$$F_{Lz} = \sum_{j=1}^{40} F_{Pj}^{r}(M,n) \cdot G_{Pj_Lz}^{mRr} \cdot c_L \tag{4.10}$$

Somit kann die wirkende Kraft F_{F_Fall2} am Anbindungspunkt des Fahrwerkes durch die axial wirkende Radlagerkraft F_{Lz}, multipliziert mit der Übertragungsfunktion $G_{Lz_F}^{mLz}$. und der am Anbindungspunkt vorliegenden Steifigkeit c_F berechnet werden.

Axialkraft aus Radlager zu Kraft auf die Anbindungspunkte des Fahrwerks zur Karosserie

$$F_{F_Fall2} = F_{Lz} \cdot G_{Lz_F}^{mLz} \cdot c_F \tag{4.11}$$

3. Fall: Schwingungen stammen aus rotierenden Kräften am Radlager

Die vom Radlager übertragene rotierende Kraft F_{L_rot} bildet sich aus den resultierenden Kräften (Kapitel 3.2.2.2), welche durch die auf die Pole radial wirkenden Kräfte F_{Pj}^{r} mit deren nicht axial wirkenden Übertragungswegen $G_{Pj_L}^{mRr}$ entstehen. Durch Multiplikation mit der Steifigkeit des Radlagers c_L, kann die Kraft berechnet werden

Kraft auf Radlager durch Radialkräfte Rotor (für alle Richtungen außer axial)

$$F_{L_rot} = \sum_{j=1}^{40} F_{Pj}^{r}(M,n) \cdot G_{Pj_L}^{mRr} \cdot c_L \tag{4.12}$$

Da in diesem Schritt rotierende Kräfte beschrieben sind und diese sich auf ein stehendendes Koordinatensystem übertragen, wird die übertragene Schwingung in ihrer Ordnung moduliert (siehe Kapitel 3.2.1.1). So kann der Zusammenhang zwischen der rotierenden Kraft F_{L_rot} und der translatorischen Kraft F_{L_trans} folgendermaßen beschrieben werden

$$F_{L_trans} = \frac{1}{2} A_{Rot} \begin{pmatrix} \cos\big((v-1)\omega t\big) - \cos((v+1)\omega t) \\ \sin\big((v-1)\omega t\big) + \sin((v+1)\omega t \end{pmatrix} \tag{4.13}$$

Kraft an den Anbindungspunkten aus Radlager (für alle Richtungen außer axial)

$$F_{F_Fall3} = F_{L_trans} \cdot G_{L_F}^{mL} \cdot c_L \tag{4.14}$$

4. Fall: Schwingungen aus Tangentialkräften

Hinzu kommen die eingeleiteten Schwingungen aus den tangential wirkenden Kräften von Rotor F_{Pj}^{t} und Stator F_{Si}^{t} mit deren Übertragungswegen $G_{Pj_F}^{mRt}$ und $G_{Si_F}^{mSt}$, die folgendermaßen berechnet werden können:

$$F_{F_Fall4} = \sum_{j=1}^{40} F_{Pj}^{t} \cdot G_{Pj_F}^{mRt} \cdot c_F + \sum_{i=1}^{48} F_{Si}^{t} \cdot G_{Si_F}^{mSt} \cdot c_F \qquad (4.15)$$

Mit Hilfe der eben dargestellten Modellierungsvorschriften können die wirkenden Kräfte an den Anbindungspunkten des Fahrwerks zur Karosserie schnell und effektiv berechnet werden. Abbildung 4.13 zeigt beispielhaft die Berechnung der wirkenden Kräfte auf die Längslenkerbuchsen in x- und z-Richtung.

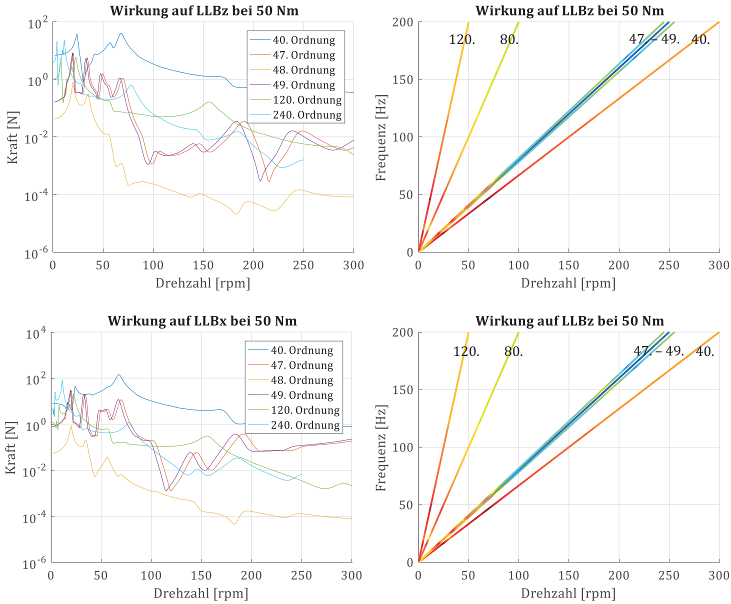


Abbildung 4.14: Wirkende Kräfte auf Anbindungspunkte

Mit Hilfe dieses Modells können verschiedene Erkenntnisse gewonnen werden:

Anteile der wirkenden Kräfte aus Tangential- und Radialkräften

- Im symmetrischen Modell sind die Anteile der durch rotierende Radialkräfte auf den Rotor hervorgerufenen Effekte gering (47., 49.)
- Auch die daraus entstehenden Axialkräfte, die durch die Geometrie des Rotors entstehen, sind in den Auswirkungen auf die Kräfte der Längslenkerbuchse sehr klein (48.)

Verhalten der wirkenden Kräfte bei geänderter Bestromung und geänderten Betriebspunkten

Abbildung 4.15 zeigt das Verhalten der 120. Ordnung bei Änderung des Betriebspunktes. Es ist zu erkennen, dass besonders in den Resonanzstellen die auftretenden Effekte besonders stark hervortreten. Allerdings hat auch die Bestromung bzw. das geforderte Drehmoment Auswirkungen auf die am Anbindungspunkt wirkenden Kräfte. So ist bei 300 Nm ein Minimum zu erkennen, was sich, wie Abbildung 3.11 zeigt, auf eine hier schwächere Anregung der Tangential- sowie Radialkräfte zurückführen lässt.

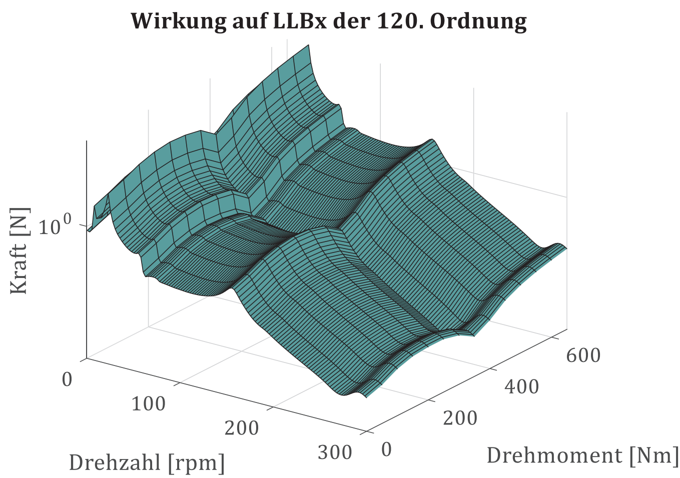


Abbildung 4.15: Wirkende Kräfte bei geänderten Betriebspunkten

4.4 Validierung des Modells

Grundsätzlich werden für die Validierung der Simulation verschiedene Vergleiche herangezogen. Zum einen werden die gemessenen Eigenfrequenzen des Systems mit den berechneten verglichen, um vor allem Informationen über die Statoreinheit des Systems genauer zu erhalten. Für eine Aussage der Gültigkeit des Gesamtmodells wird zudem das Übertragungsverhalten aus Simulation und Messung gegenübergestellt.

4.4.1 Eigenfrequenzen des mechanischen Systems

Das Simulationsmodell des mechanischen Systems wurde anhand einer Betriebsschwingungsanalyse durch Gegenüberstellung der Lage der Eigenfrequenzen mit dem Modell verglichen. Dabei war der Motor starr am Prüfstandsadapter angeschraubt und mit triaxialen Beschleunigungssensoren versehen (Abbildung 4.16).

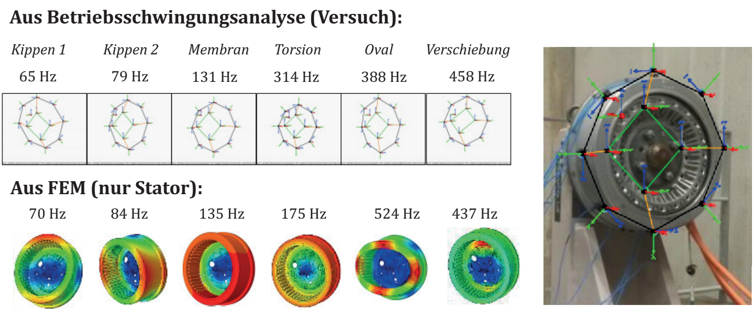


Abbildung 4.16: Vergleich der Eigenfrequenzen

Grundsätzlich ist beim Vergleich der Eigenfrequenzen zwischen Simulation und experimenteller Betriebschwingungsanalyse eine ausreichend gute Übereinstimmung zu erkennen, sodass daraus geschlossen werden kann, dass die wesentlichen Effekte auch mit dem in der Arbeit entwickelten mechanischen Modell erklärt und nachgebildet werden

können. Eine amplituden- und frequenzgetreue Nachbildung aller im Antrieb vorhanden Übertragungswege ist mit diesem Modell allerdings nicht möglich. Dies liegt vor allem an der Modellierung der Vergussmasse im Stator mit deren komplexen Dämpfungseigenschaften [Mil15]. Außerdem unterscheiden sich zwischen Simulation und Experiment die Torsionsmoden. Dies liegt vor allem an der modellierten Anbindungsart, in der lediglich ein kleiner Radius um die Befestigungsschrauben des Radnabenantriebs an die feste Umgebung in der Simulation gekoppelt wurde. In der Realität ist die Verbindung zwischen Radnabenantrieb und Befestigungswinkel deutlich steifer.

4.4.2 Eingebrachte Störungen

Ebenso können die aufgebrachten Kräfte mit Hilfe eines vereinfachten Aufbaus gemessen und mit dem Modell verglichen werden.

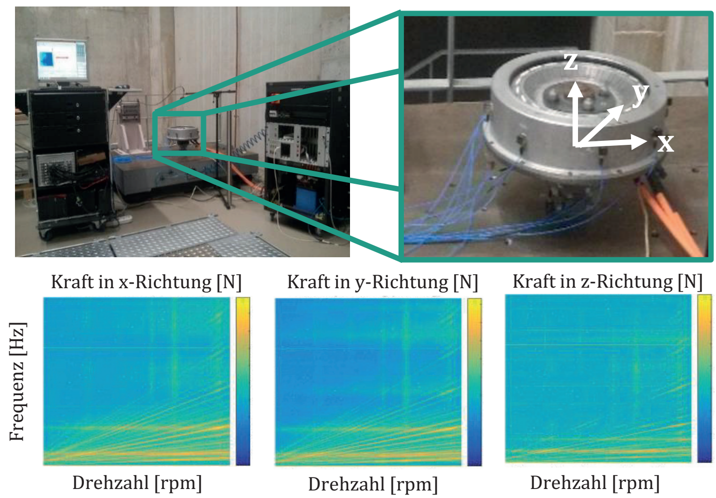


Abbildung 4.17: Versuchsaufbau und Festlegung des Koordinatensystems

Eine Darstellung und Vergleich der translatorischen Kräfte auf die Kraftmessdose, welche unter der Statorplatte sitzt, zwischen Simulation und Experiment zeigt nachfolgende Darstellung.

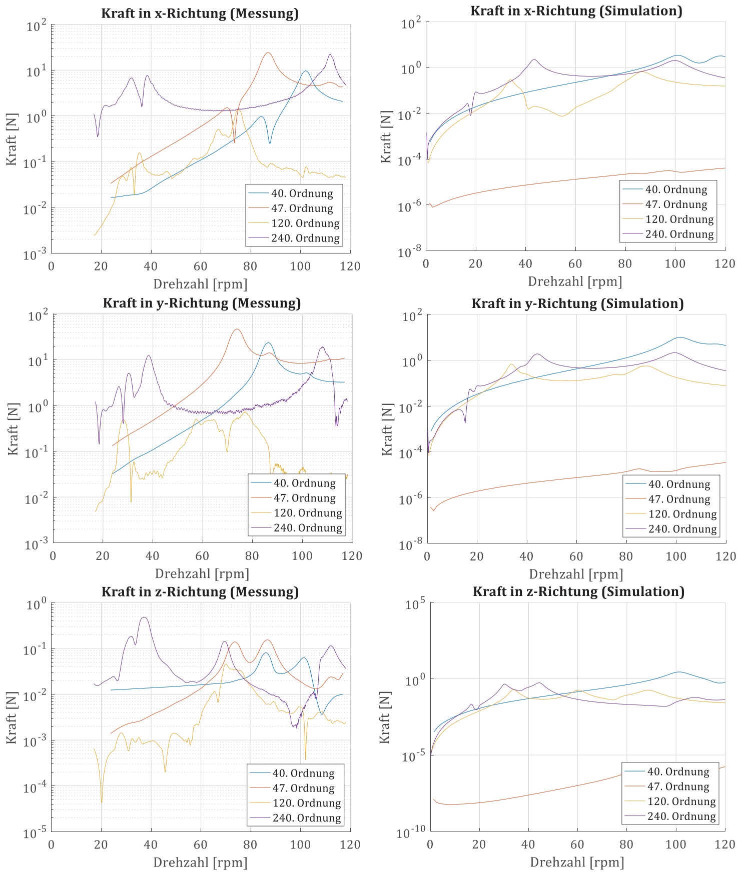


Abbildung 4.18: Vergleich der wirkenden Kräfte zwischen Simulation und Messung

In Abbildung 4.18 sind Gemeinsamkeiten erkennbar, wie beispielsweise der Übertragungspfad der 240. Ordnung. Teilweise treten aber auch stärkere Abweichungen auf. Dies liegt unter anderem an folgenden Gründen:

- Strom mit Oberschwingungen in Messung und ohne Oberschwingungen in Simulation
- Annahme der Symmetrie in elektromagnetischem Design (Erklärung der stärkeren Abweichung der 47. Ordnung) im Zusammenspiel einer einseitigen Lagerung
- Vereinfachung der Geometrie, Verbindungselemente und Materialeigenschaften des mechanischen Modells

Trotzdem können mit der Simulation die grundsätzlichen Mechanismen der störenden Kräfte gezeigt werden.

4.4.3 Übertragungsfunktionen

Die Simulationskette für harmonische Schwingungen in den Strömen kann effektiv mit dem Experiment verglichen werden, indem man die gemessenen und simulierten Übertragungswege gegenüberstellt. Um das Übertragungsverhalten im Experiment zu bestimmen, werden Schwingungen auf die Ersatzströme aufgeprägt und mit Hilfe der Messung an den Ausgängen deren Übertragungsverhalten berechnet. Um eine höhere Genauigkeit zu erzielen, wird diese Messung mehrmals mit unterschiedlichen Amplituden und Phasenlagen durchgeführt und die Punkte für die Übertragungsfunktion mit Hilfe der kleinsten Quadrate Methode ermittelt.

Als Versuchsträger für den Radnabenantrieb wurde ein am Institut für Fahrzeugsystemtechnik vibroakustisch optimierter Prüfstandsadapter für Fahrwerke entwickelt und aufgebaut, welcher am Akustik-Allrad-

Rollenprüfstand verwendet wurde. An diesem wurde, wie im Versuchsträger (Ford Fiesta), eine Koppellenkerachse mit Radnabenantrieb verbaut. Um auf die Ströme die gewünschten Oberschwingungen aufzuprägen, wurde eine flexible Ansteuereinheit genutzt (siehe Anhang).

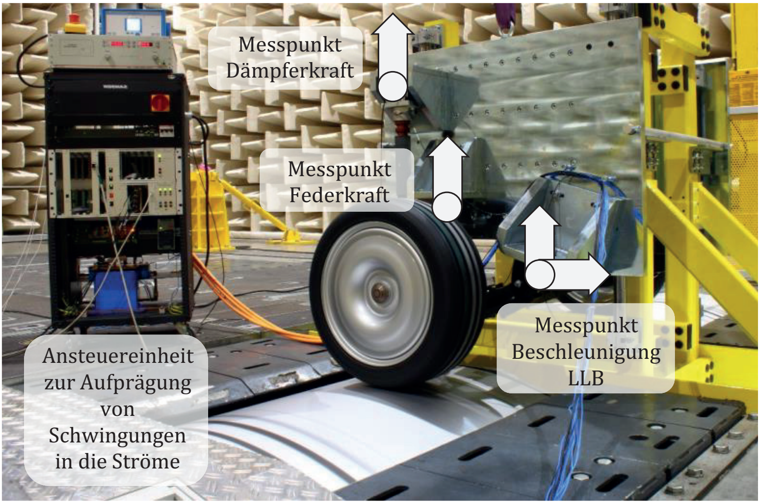


Abbildung 4.19: Aufbau für Messung der Übertragungswege

Mit dem Messaufbau in Abbildung 4.19 werden die ordnungsabhängigen Parameter eines linearen Modells bestimmt. Dazu wird bei unterschiedlichen Drehzahlen der in Abbildung 4.20 dargestellte Messablauf mit und ohne aufgeprägte Schwingungen durchgeführt, indem auf die Sollstromvorgabe die jeweilig zu untersuchende Ordnung aufgeprägt wird. Die Messungen benötigen für jeden Berechnungspunkt vier mechanische Umdrehungen

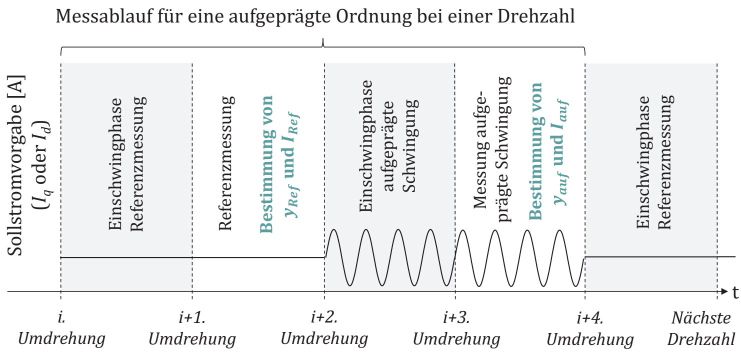


Abbildung 4.20: Messablauf für Parametersuche

Aus den Messungen wird der Verstärkungsfaktor a für die betrachtete Ordnung bestimmt. Hierzu werden aus den Fenstern (jeweils eine mechanische Umdrehung) der Messignale die Fouriertransformierten für y (y_{Ref}= ohne aufgeprägte Schwingungen in den Strömen; y_{auf} = mit aufgeprägten Schwingungen) und analog dazu die Fouriertransformierten der Ströme I_{Ref} und I_{auf} für die zu untersuchende Ordnung bestimmt. Durch die Differenzbildung der Messung mit aufgeprägten Schwingungen mit der Referenzmessung werden sowohl Schwingungen, die ohne aufgeprägte Ströme vorhanden sind, als auch unbeabsichtigt auftretende Abweichungen im Stromregelverfahren mit berücksichtigt.

$$a = \frac{|y_{\mathrm{auf}} - y_{\mathrm{Ref}}|}{|I_{\mathrm{auf}} - I_{\mathrm{Ref}}|} \tag{4.16}$$

Ebenso lässt sich die Phasenverschiebung γ aus der Differenz bestimmen:

$$\gamma = \arg(y_{\mathrm{auf}} - y_{\mathrm{Ref}}) - \arg(I_{\mathrm{auf}} - I_{\mathrm{Ref}}) \tag{4.17}$$

Abbildung 4.21 verdeutlicht diese Vorgehensweise und den dazugehörigen Signalfluss.

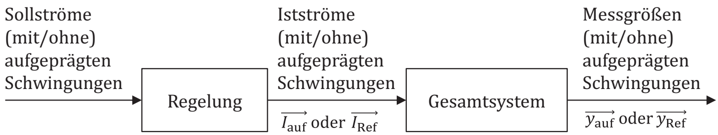


Abbildung 4.21: Bestimmung der Übertragungswege

Mit dieser Vorgehensweise kann folgendes Ergebnis dargestellt werden, welches den Verstärkungsfaktor a der aufgeprägten Schwingung in I_q zur Kraftmessstelle der Dämpferbefestigung zeigt.

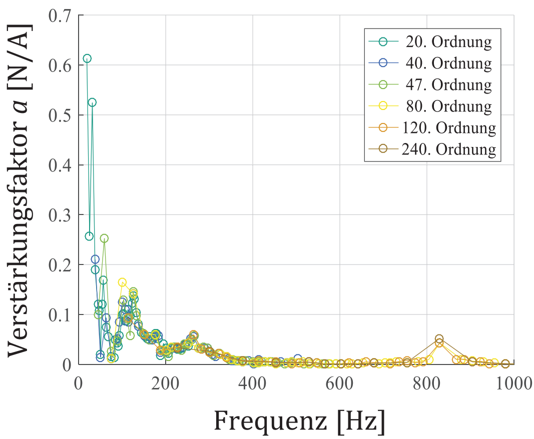


Abbildung 4.22: Berechnete Verstärkungsfaktoren zum Anbindungspunkt des Dämpfers

Es zeigen sich die berechneten Werte, welche aus den einzelnen Aufprägungen bestimmter Ordnungen gewonnen wurden und somit das Übertragungsverhalten beschreiben. Außerdem ist erkennbar, dass es nicht relevant ist, welche Ordnung für die Messung des Übertragungsverhaltens aufgeprägt wurde.

In Abbildung 4.23 werden die aus dem Experiment berechneten den aus der Simulation stammenden Übertragungsfunktionen gegenübergestellt.

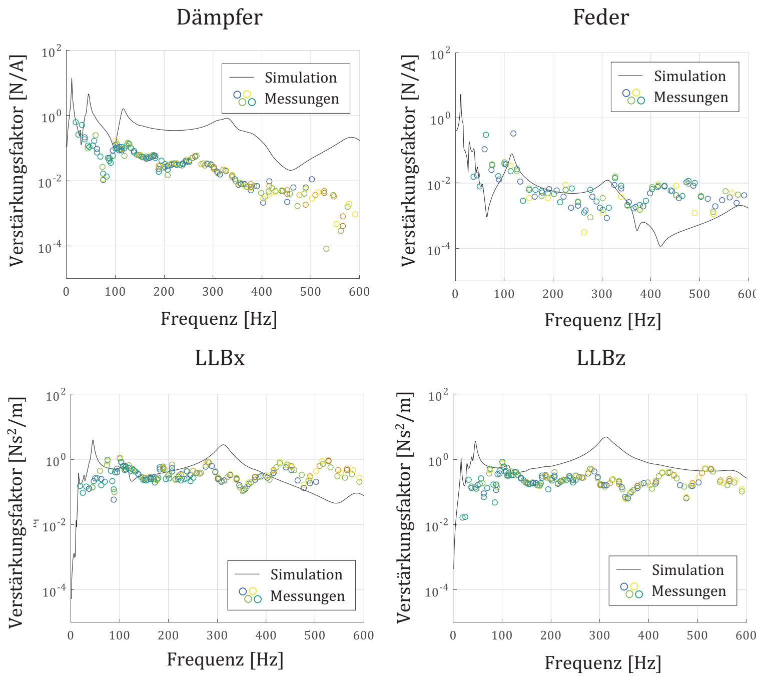


Abbildung 4.23: Vergleich der Übertragungswege

Die Ergebnisse der Validierung für die Gesamtsimulation zeigen Abweichungen zwischen Experiment und Simulation. Vor allem bei der Dämpferkraft ergeben sich sehr große Unterschiede. Die höheren Werte aus der Simulation können durch den vereinfachten Modellierungsansatz des Dämpfers erklärt werden, welcher im Modell nur eine geschwindigkeitsabhängige Gegenkraft erzeugt. So ergeben sich zum Beispiel mit einer 6-fachen Verkleinerung der geschwindigkeitsabhängigen Dämpfung relativ gut übereinstimmende Ergebnisse (Abbildung 4.24 rechts). Im Experiment ist der Dämpfer aufgrund seines Aufbaus am Anschlusspunkt zur Karosserie durch ein Elastomer entkoppelt, welches allerdings auch, sowie der Dämpfer selbst, frequenzabhängige Eigenschaften besitzt. Dadurch werden die angreifenden Kräfte, vor allem bei höheren Frequenzen, entkoppelt beziehungsweise weniger stark übertragen.

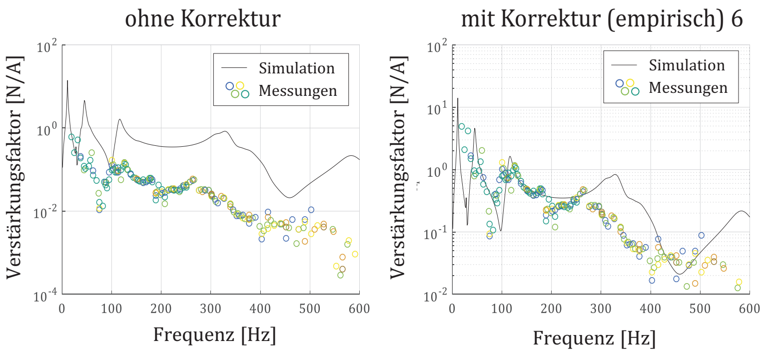


Abbildung 4.24: Vergleich der Übertragungsfunktionen zum Dämpfer

Insgesamt können die teilweise unterschiedlichen Werte durch die folgenden getroffenen Annahmen erklärt werden:

- Vereinfachte Verbindungssteifigkeit des Reifens zur Straße
- Fehlende Strukturdynamik des Reifens durch vereinfachten Modellierungsansatz aus nur einer Masse und einer Steifigkeit
- Fehlende Exzentrizität in der elektrischen Maschine
- Annahme des linearen Dämpferansatzes für die Übertragung der Kraft ist zu stark vereinfacht; somit fehlt das strukturdynamische Verhalten des Dämpfers in den Übertragungsfunktionen
- Annahme des linearen Federansatzes für die Übertragung der Kraft ist zu stark vereinfacht; es fehlt das strukturdynamische Verhalten der Feder selbst und des Federbeinkopflagers
- Fehlende Frequenzabhängigkeit für Anbindung der Längslenkerbuchse
- Anbindungspunkte zur Karosserie starr (im Experiment Karosserie oder Prüfstandsadapter)

Trotzdem können mit dem Modell die wesentlichen störenden Effekte nachgebildet werden, die in elektrischen Maschinen vorkommen. Dabei ist zu beachten, dass Betrag und Phasenlage der Übertragungswege sich durchaus unterscheiden, nicht aber die grundsätzlichen Entstehungsmechanismen.

5 Identifikation von Gegenmaßnahmen

Aus den bisher dargestellten Informationen und Zusammenhängen können folgende Gegenmaßnahmen abgeleitet werden.

5.1 Elektromagnetisches Design

Das elektromagnetische Design ist für die Charakteristik einer elektrischen Maschine ausschlaggebend. Oft werden elektrische Maschinen besonders für hohe Leistungen beziehungsweise einer hohen Leistungsdichte ausgelegt, was Material und Kosten spart, wohingegen die vibroakustischen Eigenschaften in dieser Entwicklungsphase oft nicht berücksichtigt werden. Dies erfolgt meist iterativ mithilfe von elektromagnetischen FEM-Simulationen. Diese Methodik kann aber auch angewandt werden, um die auf die Komponenten einer elektrischen Maschine wirkenden Kräfte in Hinblick auf ihre vibroakustischen Eigenschaften zu verbessern. Folgende grundsätzliche Möglichkeiten sind in der aktuellen Literatur bekannt:

- Wahl und Auswirkung geeigneten Pol-Nutenzahl-Kombination auch in Hinblick auf Vibroakustik [Ver15, Wan13, Isl10, Sun11, LiZ09]
- Staffelung im Rotor [Wan16, Jun11]
- Schrägung von Rotor oder Statornuten [Blu14, Jur03]
- Asymmetrische Anordnung der Rotormagnete [Bia02]
- Optimierung der Rotormagnetausrichtung und Design der Permanentmagnete im Rotor [Sun05, Ish11, Lee16]
- Optimierung der Statorgeometrie [Pet15, Gur12, Kro12]
- Optimierung der äußeren Rotorgeometrie [Put15]

Eine Übersicht, wie stark allgemein die vibroakustischen Eigenschaften mit der elektromagnetischen Auslegung zusammenhängen und welche

Optimierungspotenziale sich beim Anwenden mehrerer Optimierungsmöglichkeiten ergeben, zeigt [Kro10] oder einschlägige Fachliteratur [Gie06].

5.2 Änderungen in der mechanischen Struktur

Durch Änderungen in der Geometrie des Radnabenantriebes ist es zudem möglich das Übertragungsverhalten des mechanischen Aufbaus des Gesamtsystems stark zu beeinflussen. Das Ziel, dieses Verhalten im Hinblick auf das vibroakustische Verhalten zu optimieren, ist vielversprechend. Eine Umsetzung dieser Verbesserungen ist allerdings aufgrund der ständigen Weiterentwicklung und Änderung der Geometrie, z. B. wegen geänderter Montage oder vereinfachter bzw. kostengünstigerer Produktion der Komponenten, sehr schwierig und auf andere Strukturen meist nicht oder nur sehr schwer übertragbar. Sie kann sinnvollerweise nur direkt in der Entwicklungsabteilung durchgeführt werden. Wie sich aber bereits in den vorherigen Kapiteln gezeigt hat, ist zum Beispiel eine achssymmetrische Auslegung des Systems [Str17b] für das vibroakustische Verhalten des Systems von Vorteil.

5.3 Einbringen von Dämpfung in Statoplatte und Stator

Vor allem bei der Anregung der Resonanzstellen beziehungsweise Eigenformen durch die elektromagnetischen Kräfte spielt die Statorplatte und der Stator selbst mit dessen Gehäuse eine sehr große Rolle, da diese auf die Entstehung kritischer Resonanzen einen erheblichen Einfluss hat. Es liegt nahe, dass durch Einbringen von Dämpfung in diesen Komponenten kritische Resonanzen gedämpft werden können und so eine Verbesserung der vibroakustischen Eigenschaften des Systems erzielt

wird. Aufgrund der kompakten Bauweise des Radnabenantriebs ist das Einbringen von Dämpfung immer mit konstruktiven Änderungen verbunden und somit für spätere Versionen meist schwierig übertragbar und mit hohen Kosten verbunden. Eine weitere Möglichkeit über die Vergussmasse oder dem verwendeten Elektroblech Dämpfung im System hinzuzufügen, würde nur geringe Vorteile beim speziellen Aufbau des Radnabenantriebs aufgrund seiner hohen Polpaarzahl bieten. Eine Statorverformung wird hier nur mit hohen Raum-ordnungen angeregt. Resonanzen, die dieser Anregungsform entsprechen werden erst bei sehr viel höheren Frequenzen angeregt, welche somit unkritisch sind und in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet wurden. Vielmehr bewegt sich der Stator in den kritischen Schwingformen eher als Starrkörper.

5.4 Änderungen am Fahrwerk

Das bei den Versuchsträgern verwendete Fahrwerkkonzept ist nicht optimal für das Übertragungsverhalten von vibroakustischen Störsignalen, die aus dem Radnabenantrieb stammen. So werden diese sehr stark in den Fahrzeuginnenraum eingeleitet. Ein Grund hierfür ist die notwendige Erhöhung der Feder- und Dämpfersteifigkeiten, welche aus fahrdynamischer Sichtweise wegen der erhöhten ungefederten Masse durch den integrierten Antrieb im Rad notwendig ist. Dies verstärkt das Übertragungsverhalten der Wechselkräfte und leitet diese besser an die Karosserie weiter. Eine geänderte Fahrwerkgeometrie kann sich durchaus positiv auf die vibroakustischen Eigenschaften auswirken. Allerdings sind für die Änderung oder Entwicklung eines neuen Fahrwerkkozeptes viele weitere Randbedingungen ausschlaggebend und im Rahmen dieses Forschungsprojektes nicht vorhersehbar.

5.5 Änderungen der Anbindung des Fahrwerks

Ebenfalls besteht die Möglichkeit direkt an der Anbindung des Fahrwerks zur Karosserie eine gezielte vibroakustische Entkopplung für störende Frequenzen vorzunehmen. Ebenso wie bei Änderungen im Fahrwerk, sind hierbei allerdings viele weitere Randbedingungen zu beachten, sodass entwickelte Gegenmaßnahmen für andere Fahrwerkkonzepte oder Fahrzeugtypen unter Umständen nicht anwendbar sind.

5.6 Aktive Kompensation durch zusätzlichen Aktor

Mit dem Aufbringen eines zusätzlichen Aktors (z.B. Unwuchtmotor, Piezoaktor) können gezielt zusätzliche Schwingungen ins System eingebracht werden, welche den durch die elektrische Maschine erzeugten Schwingungen entgegenwirken und somit das vibroakustische Verhalten der Maschine verbessern. Notwendig hierfür sind allerdings zusätzliche Komponenten, welche für den späteren Einsatz zusätzliche Kosten verursachen würden. Hinzu kommt, dass bei konstruktiven Änderungen im Fahrwerk oder am Radnabenantrieb selbst die Randbedingungen stark geändert würden und somit die Wirksamkeit neu geprüft werden müsste.

5.7 Kompensation durch Ansteuerungsmethodik

Durch geänderte Ansteuerungsmethoden lassen sich vor allem die dynamischen und vibroakustischen Eigenschaften einer elektrischen Maschine positiv beeinflussen, welche in dieser Arbeit besonders von Bedeutung sind. Naheliegend ist eine Verbesserung des Geräusch- und

Vibrationsverhaltens durch Reduzierung der Oberschwingungen im Strom. Durch den Wegfall dieser Oberschwingungen werden die in Kapitel 3.1.1 beschriebenen Phänomene und besonders das von den Drehmomentoberschwingungen verursachte Drehmomentrippel verringert. Weiterhin wird häufig versucht, die Drehmomentungleichförmigkeit zu reduzieren, um somit das Schwingen am Motor angeschlossener Strukturen zu reduzieren. Durch die Kopplung von mechanischen und elektromagnetischen Simulationen kann der Zusammenhang zwischen der Ansteuerungsmethode und mechanischen Schwingungen aufgezeigt und optimiert werden. Eine ausführliche Beschreibung zum Stand der Technik dieser Optimierungsmöglichkeit findet sich in Kapitel 6. Vorteil dieser Gegenmaßnahme ist die Anwendbarkeit auch bei geänderten Konstruktionen der Mechanik am Radnabenantrieb oder am Fahrwerk mit nur leichten Anpassungen.

5.8 Bewertung der Gegenmaßnahmen

Als Kriterien bei der Auswahl der untersuchten Gegenmaßnahme wurden folgende Punkte berücksichtigt und bewertet:

- Übertragbarkeit auf andere Designs
  - Kann die Methode auf eine weiterentwickelte Version des Radnabenantriebs übertragen werden?
  - Kann die Methode auf andere Traktionsantriebe im automobilen Bereich oder auf elektrische Maschinen in anderen Bereichen angewandt werden?
- Zusätzliche Kosten für Endprodukt
  - Ist für eine Anwendung der Optimierung zusätzliche Hardware erforderlich (Sensoren, Aktoren, zusätzliche Rechenleistung für die Datenverarbeitung)
- Forschungs- und Entwicklungsaufwand
  - Wie aufwändig ist die Entwicklung und Implementierung?
  - Wie aufwändig ist eine Anpassung an geänderte Randbedingungen oder andere elektrische Maschinen?

Maßnahme	**Übertrag-barkeit**[1]	**Kosten**[2]
5.1 Anpassung des elektromagnetischen Designs	-	+
5.2 Änderungen in der mechanischen Struktur	-	+
5.3 Einbringen von Dämpfung in Statorplatte	o	+
5.4 Änderungen am Fahrwerk	o	+
5.5 Änderungen der Anbindung des Fahrwerks zur Karosserie	o	+
5.6 Aktive Kompensation durch zusätzlichen Aktor	+	-
5.7 Kompensation durch Ansteuerungsmethodik	+	+

[1]) zur Übertragbarkeit:
- = schlechte Übertragbarkeit
o = mittlere Übertragbarkeit
+ = gute Übertragbarkeit

[2]) zu Kosten:
- = erhöhte Kosten für Produkt zu erwarten
+ = keine erhöhte Kosten für das Produkt

Tabelle 5.1: Bewertung der Gegenmaßnahmen

Für die Arbeit wurde sich aufgrund der guten Bewertung (Tabelle 5.1) für die Entwicklung einer Ansteuerungsmethodik entschieden, welche die durch die elektrische Maschine des Radnabenantriebs eingebrachten Schwingungen im Gesamtsystem reduziert (Kapitel 6). Gründe hierfür sind vor allem die Übertragbarkeit auch auf andere Designs und das Potential ohne zusätzlichen Kostenaufwand für das Endprodukt die vibroakustischen Eigenschaften zu verbessern. Um ein besseres Verständnis für die Effekte zu entwickeln und die Ansteuermethodik schnell und effizient testen zu können, wird das in Kapitel 3 und 4 entwickelte Simulationsmodell und die für die Validierung aufgebauten Experimente genutzt.

6 Akustisch optimierter Steuerungsansatz

6.1 Allgemeines

Reduzierung der Stromoberschwingungen

Es ist bekannt, dass durch die Reduzierung der Oberschwingungen zur Grundwelle im Strom die vibroakustischen Störeinflüsse oder die Drehmomentungleichförmigkeit in den meisten Betriebspunkten und für die meisten Ordnungen verkleinert werden können. In der Literatur gibt es dazu bereits verschiedenen Ansätze:

- [Ric15c]: Kompensation deren Stromoberschwingungen durch rotorwinkelabhängige Integratoren, dessen Werte im Betrieb zu der eigentlich errechneten Spannung addiert werden und somit zu einer starken Reduzierung führen. Kein Bezug zur Vibroakustik oder Drehmomentrippel.
- [Lu15, Qi15] : Kompensation der Stromharmonischen durch Aufprägen zusätzlicher Harmonischer in der Spannung. Bezug auf das Drehmomentrippel, aber keine Messung zur tatsächlichen Reduzierung.
- [Pel12b]: Aufzeigen des vibroakustischen Potenzials durch Verringerung der Stromoberschwingungen. Reduzierung der Ströme durch paralleler Regelung, welche die Harmonischen, ähnlich der feldorientierten Regelung, minimiert.
- [Geo13]: Reduzierung der Vibrationen durch Kompensation der Stromharmonischen über Beobachter (ähnlich [Kar16])

Verbesserung der vibroakustischen Eigenschaften durch Reduzierung des Drehmomentrippels mit Hilfe der Stromformung

In der Literatur finden sich bereits Arbeiten, die durch gezielte Beeinflussung der Motorströme das vibroakustische Verhalten verbessern, indem sie diese gezielt abweichend zur Grundwelle formen und somit zusätzlich die durch die aus vibroakustischer Sicht ungünstige elektromagnetische Auslegung eingebrachten Schwingungen versuchen zu kompensieren. Sie beschränken sich aber vor allem auf die Kompensation der Drehmomentungleichförmigkeiten. Die dafür angewandten Methoden sind jedoch durchaus unterschiedlich, auch wenn sie letztendlich alle auf dem Prinzip der Stromformung basieren. Vor allem wird versucht, die Drehmomentschwingungen im Zeitbereich durch Rückkopplung einer Drehmomentmessstelle oder mit Hilfe eines geeigneten Modells zur Berechnung des Moments zu reduzieren.

- [Fen18]: Drehmomentrippelkompensation durch die Nutzung von Drehschwingungsharmonischen
- [Str17a]: Untersuchung verschiedener Methoden zur Realisierung einer aktiven Vibrations- und Geräuschauslöschung an einem elektrischen Radnabenantrieb
- [Bra13b]: Reduzierung des Drehmomentrippels vor allem im Sättigungsbereich durch einen iterativen Lernprozess
- [Nak11]: Drehmomentkompensation mit Online-Berechnung der Ungleichförmigkeit aus einem Modell durch entsprechendes Entgegensteuern
- [Cha99]: Vergleich von Stromformen im Hinblick auf verschiedene Kriterien bei Motoren mit Oberflächenmagneten (zum Beispiel: „Minimum Torque Ripple“)
- [Hol96]: Identifizierung der Form der Drehmomentungleichförmigkeiten durch ein Modell, welches diese nachbilden kann und Anpassung der Ströme

Verbesserung der vibroakustischen Eigenschaften durch Stromformung, welche sich nicht auf die Reduzierung des Drehmomentrippels beschränken

Ebenfalls ist es möglich durch gezieltes Einbringen von Schwingungen in den Motorströmen (engl. Harmonic Current Injection; Abkürzung: HCI) die vibroakustischen Eigenschaften positiv zu beeinflussen.

- [Har18]: Radialkraftreduzierung und dadurch Reduzierung der Luftschallabstrahlung durch HCI
- [Wan18]: Auswirkung geänderter Stromform auf die Radialkräfte
- [Öks16]: Verschiedene Methoden zum Aufprägen von Schwingungen werden untersucht. Der Schwerpunkt der Kompensation liegt auf der Reduzierung des Geschwindigkeitrippels, da dieses über die vorhandene Sensorik erfasst werden kann
- [Ben14, Ben15]: Kompensation von Vibrationen einer angeschlossenen Getriebestufe mit rückwirkenden Sensor und Active Vibration Control Algorithmus
- [Kro11]: Multikriterielle Optimierung; unter anderem Drehmoment und Radialkräfte durch Stromformung

Die bisherigen Forschungsarbeiten können in Systemen, die mit und ohne vibroakustischer Rückwirkung arbeiten, aufgeteilt werden. Allgemein wird die Möglichkeit mit rückwirkender Größe zur Kompensation vibroakustischer Störungen Active-Vibration-Control genannt (AVC). Diese Verfahren bieten sowohl Vor- und Nachteile.

Vorteile:

- Möglichkeit zur Kompensation von Schwingungen anderen Ursprungs (z. B. Verzahnungsanregung im Getriebe)
- Möglichkeit auf geänderte Betriebszustände zu reagieren
- Detektion anderer Informationen über das System

Nachteil:

- Zusätzliche Sensorik für vibroakustische Rückwirkung notwendig (Aufwand und Kosten)

Aufgrund der fehlenden Sensorik oder Anbindungsmöglichkeiten der Sensorik im Gesamtsystemen der meisten Antriebssysteme, konzentriert sich diese Arbeit auf Verfahren ohne rückwirkendende vibroakustische Informationen.

Abgrenzung

In dieser Arbeit werden die harmonischen Schwingungen direkt auf die Sollgrößen für die Ersatzströme I_q und I_d im rotierenden Koordinatensystem aufgeprägt. Im Gegensatz zu den häufig in der Literatur genutzten Methoden der Aufprägung auf die Spannung, was auch oft im Dreiphasensystem geschieht, bietet dies folgende Vorteile:

- Keine Umrechnung der Ordnungen zwischen Wirkung und Aufprägung notwendig, im Gegensatz zum Aufprägen im Dreiphasensystem
- Bezug auf den Strom liefert gleichzeitig Informationen über das magnetische Feld und den magnetischen Fluss, da diese voneinander abhängig sind
- Durch starke lineare Zusammenhänge im rotierenden Koordinatensystem können die aus der Magnetik und den Stromoberschwingungen stammenden Störungen einfacher getrennt werden
- Ableitung einer Betriebsstrategie und Interpolation zwischen den getesteten Betriebspunkten ist möglich

Zu dieser Art der optimierten Ansteuerung in Bezug auf deren Auswirkungen in einem komplexen mechanischen Gesamtsystem in Versuch und Simulation sind keine aktuellen Forschungen bekannt. Auch weitergehende Fragestellungen in Bezug auf die Reaktion der Regelung auf die Sollvorgaben mit Oberschwingungen wurden noch nicht untersucht.

Somit wird in dieser Arbeit besonderes auf die harmonischen Aufprägungen im Soll-Stromsignal im rotierenden System eingegangen und wie sich diese in einem komplexen Gesamtsystem auf die vibroakustischen Eigenschaften auswirken. Ebenso wird dargestellt, wie sensitiv diese Methodik in Bezug auf Änderungen im mechanischen System ist und welche sinnvollen Betriebsstrategien dabei angesetzt werden können.

Ansatz

Die zusätzlich aufgeprägten Schwingungen werden den konstanten Strömen I_q und I_d mit den Amplituden A_q, A_d und den Phasenwinkeln φ_q, φ_d für die zu kompensierende Ordnung υ hinzugefügt.

$$I_\mathrm{q}^* = I_\mathrm{q} + A_\mathrm{q} \cdot \sin(\nu \cdot \theta + \varphi_\mathrm{q}) \qquad (6.1)$$

$$I_\mathrm{d}^* = I_\mathrm{d} + A_\mathrm{d} \cdot \sin(\nu \cdot \theta + \varphi_\mathrm{d}) \qquad (6.2)$$

Dargestellt werden kann dieser Zusammenhang auch im Signalflussbild:

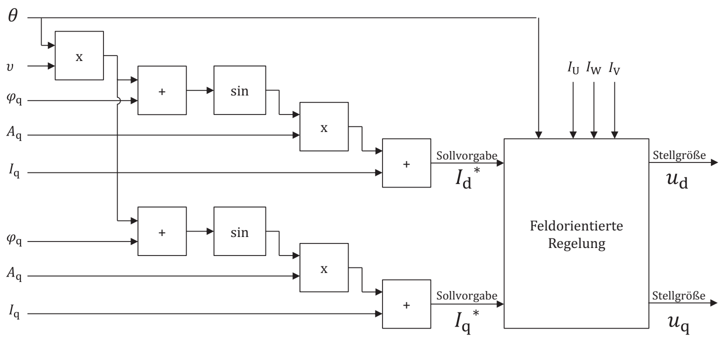


Abbildung 6.1: Signalflussbild der Aufprägemethode

Der Zusammenhang der Strangströme I_U mit den aufgeprägten Schwingungen kann mit Hilfe der Gleichung (2.3) folgendermaßen dargestellt werden:

$$I_U = I_{UGrund} + I_{UOber}$$

Mit

$$I_{UGrund} = \cos\theta \cdot I_d - \sin\theta \cdot I_q$$

und

$$I_{UOber} = A_d \cdot \cos\theta \cdot \sin(\nu\theta + \varphi_d) - A_q \cdot \sin\theta \cdot \sin(\nu\theta + \varphi_q)$$

ergibt sich

$$I_{UOber} = \frac{1}{2}A_d[\sin(\theta(\nu - 1) + \varphi_d) + \sin(\theta(\nu + 1) + \varphi_d)] - \frac{1}{2}A_q[\cos(\theta(\nu - 1) + \varphi_q) - \cos(\theta(\nu + 1) + \varphi_q)] \qquad (6.3)$$

Es ist zu erkennen, dass sich die aufgeprägte Schwingung im rotorfesten Koordinatensystem von der Ordnung ν in zwei Ordnungen $\nu + 1$ und $\nu - 1$ im statorfesten Koordinatensystem projiziert.

Ebenso können hier zwei Spezialfälle gebildet werden.

Aufprägung der Schwingungen ausschließlich in I_d => $A_\mathrm{q} = 0$

$$I_{UOber} = -\frac{1}{2}A_q[\cos(\theta(\nu - 1) + \varphi_q) - \cos(\theta(\nu + 1) + \varphi_q)] \qquad (6.4)$$

Durch diese Methode werden zwei gleich große Schwingungen in den Ordnungen $\nu + 1$ und $\nu - 1$ aufgeprägt, welche sich lediglich in der Phase um φ_q um π unterscheiden.

Aufprägung der Schwingungen ausschließlich in I_q => $A_\mathrm{d} = 0$

$$I_{UOber} = \frac{1}{2}A_d[\sin(\theta(\nu - 1) + \varphi_d) + \sin(\theta(\nu + 1) + \varphi_d)] \qquad (6.5)$$

Durch diese Aufprägung werden zwei gleich große Schwingungen mit gleicher Phase in den Ordnungen $\nu + 1$ und $\nu - 1$ moduliert.

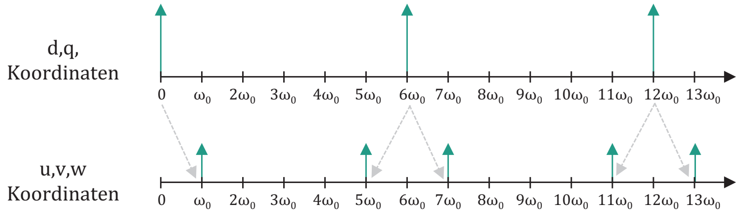


Abbildung 6.2: Veranschaulichung der Transformation

Um die Parameter für die aufgeprägten Schwingungen A_q, A_d, φ_q, φ_d zu berechnen, welche das vibroakustische Verhalten positiv beeinflussen, können für Versuch und Simulation unterschiedliche Vorgehensweisen herangezogen werden, welche in den nachfolgenden Kapiteln beschrieben werden.

6.2 Anwendung der Methodik in der Simulation

Für die Anwendung von aufgeprägten Schwingungen in der Simulation wurde das in Kapitel 4 entwickelte Modell verwendet. Grundsätzlich bietet sich so die Möglichkeit, die Amplitude und Phasenlage der aufgeprägten Schwingungen zur Kompensation rechnerisch zu bestimmen.

6.2.1 Darstellung ohne am Rotor wirkende Kräfte

In dem Kapitel soll gezeigt werden, wie sich aufgeprägte Schwingungen grundsätzlich verhalten und welche Kompensationsmöglichkeiten sich daraus ergeben. Dazu werden die auf den Rotor wirkenden Kräfte vorerst nicht berücksichtigt, da diese einen geringen Einfluss auf das vibroakustische Verhalten haben. Erst in einem nachfolgenden Kapitel werden auch die auf den Rotor wirkenden Kräfte mit betrachtet.

Die Zusammenhänge zur Berechnung der Kompensation können bei Vernachlässigung der Kräfte auf den Rotor je nach betrachteter Ordnung vereinfacht werden. Um die zur Kompensation notwendigen Parameter zu ermitteln, werden die an den Verbindungspunkten des Fahrwerks zur Karosserie auftretenden Störkräfte F_F durch die elektromagnetischen Übertragungswege G_y^{Iq} geteilt.

$$P_{Iq} = \frac{F_F}{G_F^{Iq}} = \frac{\sum_{i=1}^{48}\left[-F_{Zi}^{t} \cdot G_{Zi_F}^{mSt} - F_{Zi}^{r} \cdot G_{Zi_F}^{mSr}\right]}{\sum_{i=1}^{48}\left[G_{tZi}^{Iq} \cdot G_{Zi_F}^{mSt} + G_{rZi}^{Iq} \cdot G_{Zi_F}^{mSt}\right]} \tag{6.6}$$

Somit kann A_q und φ_q aus P_{Iq} in Abhängigkeit von Drehmoment und Drehzahl berechnet werden:

$$A_q = \left|P_{Iq}\right| \quad \text{und} \quad \varphi_q = \sphericalangle(P_{Iq})$$

Wendet man die berechneten Parameter der aufgeprägten Schwingungen für I_q an, ergibt sich daraus die vollständige Kompensation der störenden Wechselkräfte am betrachteten Ort, wie Abbildung 6.3 zeigt. Dabei kompensieren sich die Kräfte aufgrund von aufgeprägten Schwingungen und den aus der magnetischen Topologie stammenden Schwingungen vollständig. Da diese Kompensationsparameter drehzahlabhängig sind, sind diese im Diagramm für ein ausgewähltes Drehmoment dargestellt.

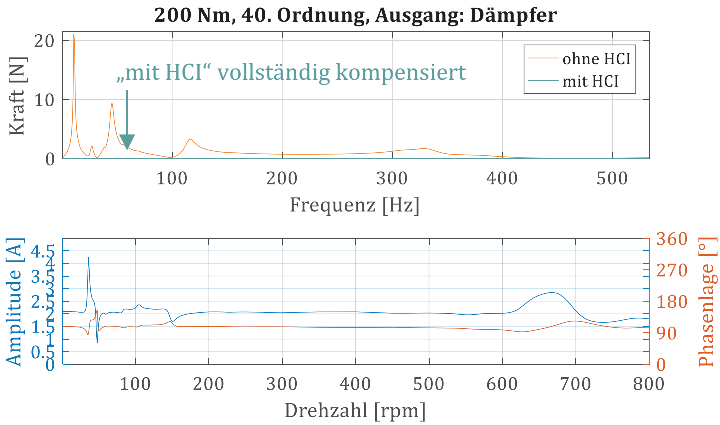


Abbildung 6.3: Kompensation der am Dämpfer wirkenden Kräfte zur Karosserie mit dessen Kompensationsparameter für I_q

Ebenfalls ergibt sich daraus die Möglichkeit, die Kräfte mit Hilfe des I_d-Stroms zu kompensieren. Allerdings zeigt sich in Abbildung 6.4, dass die Übertragungswege sehr viel weniger stark ausgebildet sind. Die hohen Amplituden sind in der Realität sehr schwierig umzusetzen, vor allem bei hohen Frequenzen. Für die Berechnung der für die Kompensation notwendigen Parameter gilt analog zu Formel (6.6):

$$P_{Id} = \frac{F_F}{G_F^{Id}} = \frac{\sum_{i=1}^{48}\left[-F_{Zi}^{t} \cdot G_{Zi_F}^{mSt} - F_{Zi}^{r} \cdot G_{Zi_F}^{mSr}\right]}{\sum_{i=1}^{48}\left[G_{tZi}^{Id} \cdot G_{Zi_F}^{mSt} + G_{rZi}^{Id} \cdot G_{Zi_F}^{mSt}\right]} \tag{6.7}$$

mit

$$A_d = |P_{Id}| \quad \text{und} \quad \varphi_d = \sphericalangle(P_{Id})$$

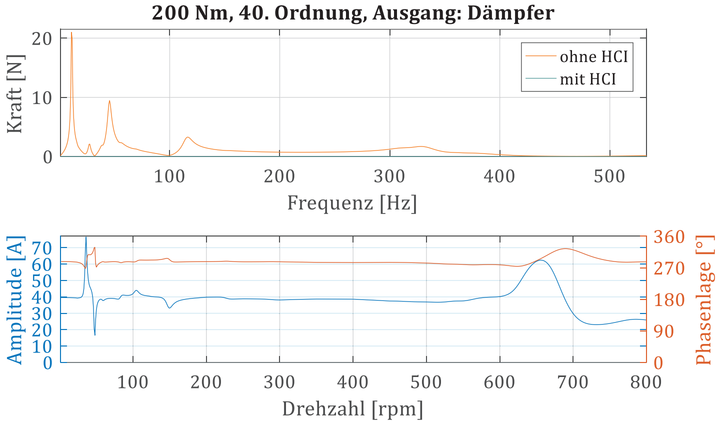


Abbildung 6.4: Kompensation der am Dämpfer wirkenden Kräfte zur Karosserie mit dessen Kompensationsparameter für I_d

Aufgrund der sehr schwach ausgeprägten Übertragungswege wird für weitere Betrachtungen die Aufprägung in I_d nicht weiterverfolgt.

In einer weiteren Darstellung (Abbildung 6.5) sind mehrere Ordnungen in einem Betriebspunkt gleichzeitig kompensiert und anschließend die Ausgabegrößen bei Drehzahl 100 rpm (Abbildung 6.6) genauer betrachtet. Dabei ist zu erkennen, dass den störend wirkenden Kräften aufgrund des betrachteten Drehmoments die Hauptursachen zugeordnet werden können.

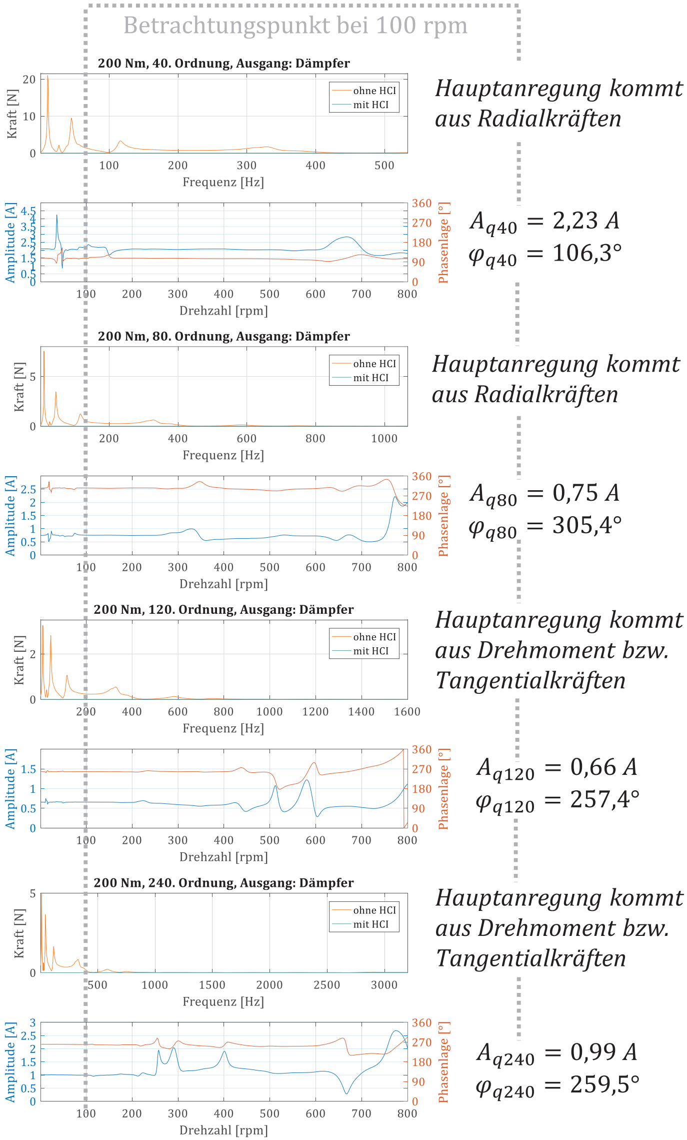


Abbildung 6.5: Kompensation am Dämpfer wirkenden Kräfte mehrerer Ordnungen

Im Drehmomentverlauf (unten) zeigt sich, dass vor allem die 120. und 240. Ordnung kompensiert werden, da diese Drehmomentschwingungen hauptsächlich die wirkenden Kräfte am Anbindungspunkt (hier: am Dämpferanbindungspunkt) verursachen. Um auch die 40. und 80. Ordnung der wirkenden Kräfte am Anbindungspunkt kompensieren zu können, werden zusätzliche Drehmomentungleichförmigkeiten aufgeprägt, welche dann dort kompensierend wirken. Der für die Kompensation notwendige I_q-Strom kann in Abbildung 6.6 betrachtet werden. Er zeigt die für die Drehmomentbildung notwendigen Oberschwingungen. Diese vibroakustisch kompensierend wirkenden Oberschwingungen können zu zusätzlichen Verlusten in der elektrischen Maschine führen. Diese werden in Kapitel 6.4.2 genauer beschrieben.

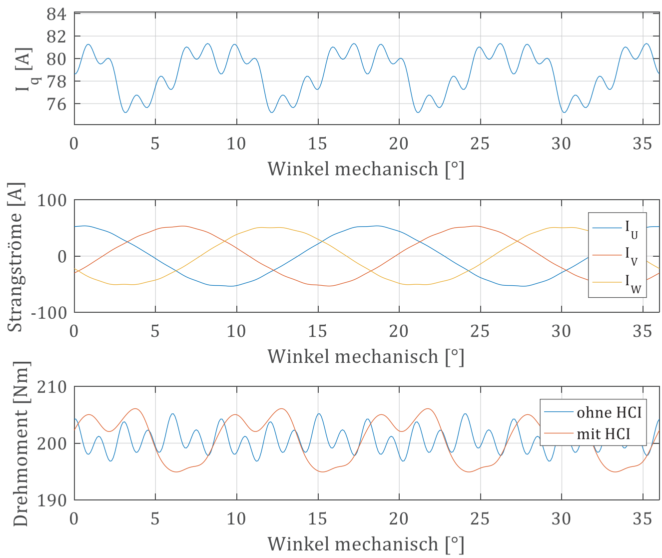


Abbildung 6.6: Ausgangsgrößen zu der Kompensation mehrerer Ordnungen

6.2.2 Darstellung mit allen wirkenden Kräften

Im folgenden Abschnitt werden die durch den Rotor verursachten störenden Kräfte mitbetrachtet.

Allgemein können die Zusammenhänge zur Berechnung der Kompensationsparameter vereinfacht beschrieben werden mit:

$$P_{Iq} = \frac{Störende\ Kräfte}{Uebertragungsfunktion\ auf\ gepraegte\ Schwingung} \tag{6.8}$$

Dazu werden die störenden Kräfte und die Übertragungsfunktion für die aufgeprägte Schwingung berechnet. Für die Übertragungsfunktion werden nun alle vibroakustisch relevant wirkende Kräfte auf Stator und Rotor betrachtet.

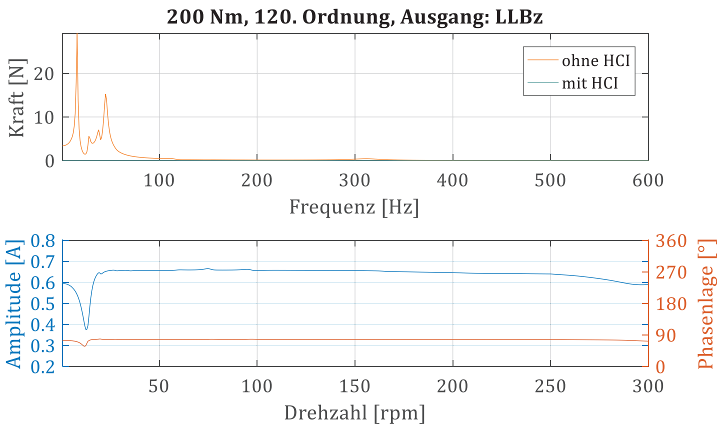


Abbildung 6.7: Kompensation 120. Ordnung (Dämpfer und LLBz)

Mit dieser Methode können Ordnungen, die nicht Vielfache der 40. Ordnung sind, also von Kräften, die auf den Rotor ausgeübt werden, dargestellt und kompensiert werden (Abbildung 6.8).

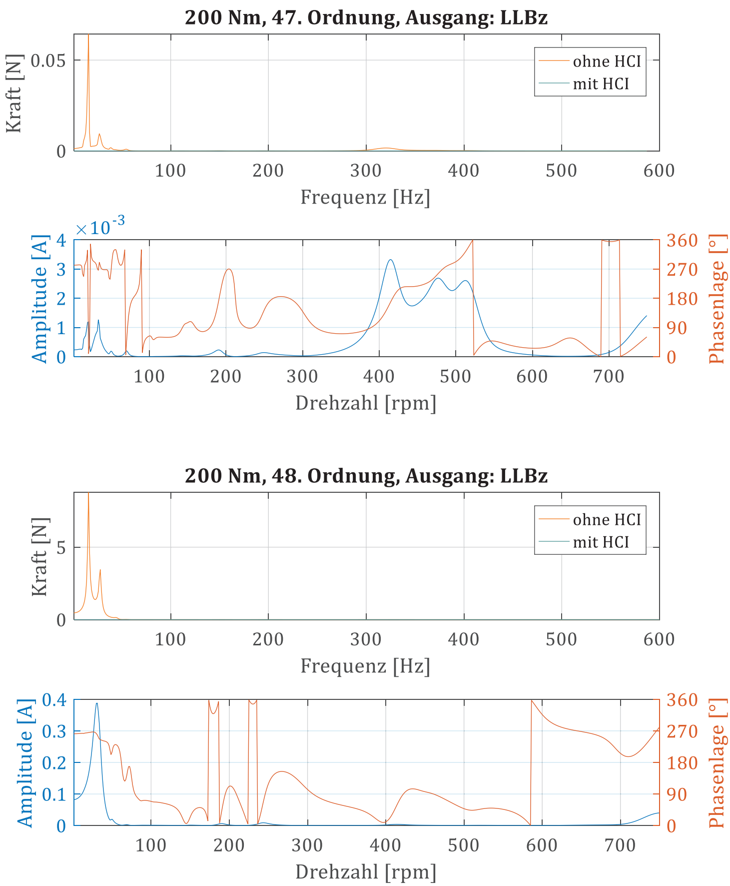


Abbildung 6.8: Kompensation der 47. und 48. Ordnung an LLBz

Aus den Ergebnissen der Kompensation in der Simulation können folgende Aussagen getroffen werden:

- Hauptverursacher der vibroakustischen Störungen ist das Drehmomentrippel. Dieses kann durch das Aufprägen harmonischer Schwingungen gut kompensiert werden.
- Auch die vibroakustischen Störungen, die nicht aus dem Drehmoment stammen, können durch ein zusätzliches Aufprägen von Harmonischen in den I_q-Strömen kompensiert werden.
- Schwingungen in I_d-Strömen aufzuprägen, um eine Kompensation der Schwingungen zu realisieren, ist im System Radnabenantrieb nicht zielführend, da die resultierenden Übertragungsfunktionen zu den Anbindungspunkten zu schwach sind. Somit müssten sehr hohe Amplituden gestellt werden. Jedoch kann dieses Kompensationspotential eine Rolle spielen, wenn es um direkte Schallabstrahlung vom Statorgehäuse geht.
- Die berechnete Amplitude in den I_q-Strömen liegt in allen Betriebspunkten unter 5 A. Dies ist ein Wert, welcher mit dem vorhandenen Regler realistisch anwendbar ist und zudem keine zusätzlichen hohen Verluste beziehungsweise starke Reduzierung des Wirkungsgrades zur Folge haben wird.
- Die für die Kompensation notwendigen Parameterwerte unterscheiden sich in den jeweiligen Betriebspunkten (Drehzahl und Drehmoment).
- Aufgrund der in der Simulation vereinfacht angenommenen Randbedingungen und Modellierungsparameter können die berechneten Werte für Amplitude und Phasenlage nicht einfach für das Experiment übernommen werden.

Aus diesen Gründen wurde für die Forschungsarbeit eine Methodik entwickelt, um die für die Kompensation notwendigen Parameter im Experiment schnell und einfach ermitteln zu können (siehe Kapitel 6.3)

6.3 Anwendung der Methodik am Prüfstand

Die Ergebnisse der Simulation zeigen eine grundsätzliche Übereinstimmung mit dem Experiment, um die Entstehungsmechanismen verstehen zu können, wie in Kapitel 4.4 beschrieben. Jedoch führt die notwendige Vereinfachung der Simulation zu Abweichungen in Amplitude und Phasenlage, welche große Auswirkungen auf die zu kompensierenden Größen bei aufgeprägten Schwingungen haben können. Deswegen wird in dieser Arbeit eine Messmethodik zur Parametersuche vorgestellt, welche es ermöglicht, auch ohne Information aus der Simulation die Parameter für eine Kompensation der störenden Schwingungen zu bestimmen.

Dieses Messverfahren wurde in drei verschiedenen Stufen angewandt:

- Motorenprüfstand (Beschreibung Aufbau im Anhang):

  An einem Motorenprüfstand wurden die grundsätzlichen Effekte, welche bei einem geänderten Steuerungsansatz mit HCI auftreten, untersucht. Dabei wurden Schwingungen im Drehmoment und Beschleunigungen am Statorgehäuse gemessen und kompensiert.

- Prüfstand Fahrwerk (Beschreibung Aufbau im Anhang):

  Die zuvor ausführlich getestete optimierte Ansteuermethode wurde an einem im Projekt entwickelten Prüfaufbau mit Fahrwerk getestet. Dabei wurden die Kräfte am Befestigungspunkt des Dämpfers und der Feder gemessen. Ebenso lassen sich Rückschlüsse auf die an der Längslenkerbuchse angreifenden Kräfte über die Analyse der Signale der dort angebrachter Beschleunigungssensoren ziehen. Aufgrund der dort zur Verfügung stehenden Mittel konnten nur Betriebspunkte mit sehr geringem Drehmoment getestet werden.

- Gesamtfahrzeug (Beschreibung Aufbau im Anhang)

  Um die grundsätzliche Wirksamkeit der in dieser Arbeit entwickelten Methodik zu verifizieren, wurde dieser Ansatz auch im Gesamtfahrzeug getestet. Aufgrund der zur Verfügung stehenden Mittel kommt der Nachfolger (Version „gamma") des zuvor getesteten Radnabenantriebs zum Einsatz.

6.3.1 Messablauf

Der grundsätzliche Messablauf für Experimente mit aufgeprägten Schwingungen kann folgendermaßen beschrieben werden. Die Parameter werden immer nur nach einer vollen mechanischen Umdrehung des Radnabenantriebes geändert. Ebenso wird das betrachtete Fenster, welches später für die Auswertung in den Frequenzbereich übertragen und ausgewertet wird, genau auf eine mechanische Umdrehung angepasst. Daraus ergeben sich folgende Vorteile:

- Ordnungsauflösung von einer mechanischen Ordnung
- Keine „Leakage" -Effekte durch Fensterung oder Auflösung

Anschließend wird eine Umdrehung abgewartet, sodass sich der neu eingestellte Istwert einschwingen kann. Zwischen Änderungen der Parameter für die aufgeprägten Schwingungen wird eine Referenzmessung gemacht, sodass auch eine Änderung des vibroakustischen Verhaltens des Systems während eines Testlaufes bemerkt werden kann. Somit werden immer abwechselnd zwei Umdrehungen mit und zwei Umdrehungen ohne HCI abgefahren. Abbildung 6.9 veranschaulicht diese Vorgehensweise.

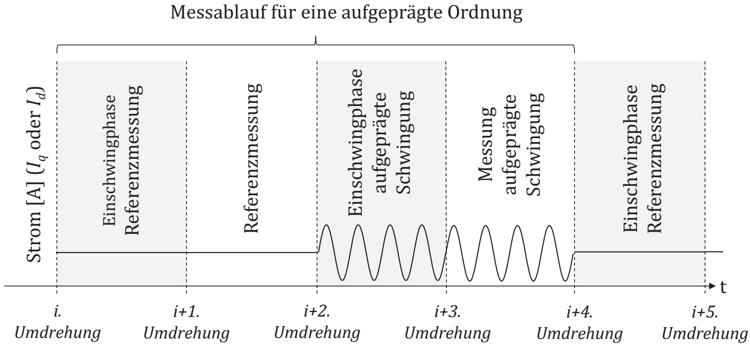


Abbildung 6.9: Messablauf für Parametersuche

6.3.2 Methode zur Parametersuche

Vorversuche haben gezeigt, dass die Bestimmung der Parameter für HCI ohne geeignete Methode sehr aufwändig ist. Vollvektorielle Versuchspläne benötigen sehr lange Prüfstandszeiten. Somit ist an größeren Prüfständen die mehrdimensionale Parametersuche mit sehr hohem Aufwand und Kosten verbunden oder aufgrund der Parameteranzahl nicht mehr durchführbar. Auch beim Problem der Parametersuche kann die hohe Anzahl an Parameter und Dimensionen nur mit Hilfe von effektiveren Methoden oder der Simulation gelöst werden. So ist es möglich, Hinweise auf eine Vereinfachung oder Verkleinerung der Dimensionen zu finden.

Die zu suchenden Parameter sind:

- Amplituden der aufgeprägten Schwingung A_{IHCI}
- Phasenlagen der aufgeprägten Schwingung φ_{IHCI}

Diese können eine Abhängigkeit von folgenden Faktoren besitzen:

- Ordnung
- Drehzahl
- Drehmoment
- Betrachtete zu kompensierende physikalische Größe

Hinzu können Änderung der mechanischen Übertragungswege und Randbedingungen durch folgende Faktoren kommen:

- Änderungen der Dämmungseigenschaften der Materialien im Fahrwerk aufgrund Temperatur (z. B. Längslenkerbuchse)
- Radlast
- Fehlstellungen des Motors

Aus diesem Grund wurde ein Verfahren zur Parametersuche von aufgeprägten Schwingungen entwickelt, welches im Nachfolgenden beschrieben wird. Hiermit ist es möglich Phasenlage und Amplitude in nur wenigen Schritten zu berechnen. Grundsätzlich beruht diese Methode auf dem mathematischen Zusammenhang der Überlagerung zweier Schwingungen in linearen Systemen. Es wird also von einer linearen Modellvorstellung ausgegangen.

Abbildung 6.10 zeigt die störende Schwingung, welche sich aus den Effekten der Elektromagnetik inklusive mechanischer Übertragungswege ohne Stromoberschwingungen r_{ges} zusammensetzt und den Stromoberschwingungen I_{HCI} mit deren Übertragungswege G_{IHCI}. Die resultierende Schwingung an der Messstelle wird mit y bezeichnet.

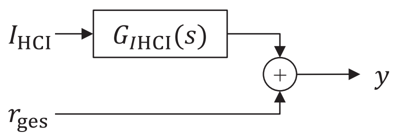


Abbildung 6.10: Darstellung des zu betrachtenden Systems

Das System bei Betrachtung nur einer Ordnung kann somit auch folgendermaßen als Zeiger beschrieben werden:

$$\begin{aligned} A_{IHCI} \cdot |G_{IHCI}| \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i} \cdot (\varphi_{IHCI} + \measuredangle G_{IHCI})} + A_{rges} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i} \cdot \varphi_{rges}} \\ = A_y \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i} \cdot \varphi_y} \end{aligned} \tag{6.9}$$

mit

$$\mathrm{i} = \sqrt{-1}$$

und

$$I_{HCI} = A_{IHCI} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i} \cdot \varphi_{IHCI}}$$

$$r_{ges} = A_{rges} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i} \cdot \varphi_{rges}}$$

$$y = A_y \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i} \cdot \varphi_y}$$

Daraus folgt:

$$A_y = \sqrt{\begin{aligned} \left(A_{IHCI}|G_{IHCI}| \cos(\varphi_{IHCI} + \measuredangle G_{IHCI}) + A_{rges} \cos \varphi_{rges}\right)^2 + \\ \left(A_{IHCI}|G_{IHCI}| \sin(\varphi_{IHCI} + \measuredangle G_{IHCI}) + A_{rges} \sin \varphi_{rges}\right)^2 \end{aligned}} \tag{6.10}$$

$$\varphi_y = tan^{-1}\left(\frac{A_{IHCI}|G_{IHCI}| \sin(\varphi_{IHCI} + \measuredangle G_{IHCI}) + A_{rges} \sin \varphi_{rges}}{A_{IHCI}|G_{IHCI}| \cos(\varphi_{IHCI} + \measuredangle G_{IHCI}) + A_{rges} \cos \varphi_{rges}}\right) \tag{6.11}$$

Die Unbekannten der Gleichungen $|G_{I\mathrm{HCI}}|, \varphi_{I\mathrm{HCI}}, A_r, \varphi_r$ können somit nach zwei Messabläufen bestimmt werden. Der Messablauf besteht aus einer Messung ohne aufgeprägte Schwingungen, also $A_{I\mathrm{HCI}} = 0$, welche den Referenzwert für y bildet und einer Messung mit aufgeprägten Schwingungen ($A_{I\mathrm{HCI}} \neq 0$). Anschließend kann das Gleichungssystem

gelöst werden und alle Unbekannten $|G_{I\mathrm{HCI}}|, \varphi_{I\mathrm{HCI}}, A_r, \varphi_r$ werden berechnet. Danach werden die gesuchten Parameter $A_{I\mathrm{HCI}}{}^*$ und $\varphi_{I\mathrm{HCI}}{}^*$ für die Kompensation und somit die Reduzierung der Vibrationen berechnet.

$$A_y(A_{IHCI}{}^*, \varphi_{IHCI}{}^*, |G_{IHCI}|, \varphi_{IHCI}, A_r, \varphi_r) = 0 \qquad (6.12)$$

In der nächsten Messung werden die berechneten Parameter $A_{I\mathrm{HCI}}{}^*$ und $\varphi_{I\mathrm{HCI}}{}^*$ genutzt, um das erwartete Ergebnis zu verifizieren und dessen Genauigkeit zu verbessern. Anschließend stehen mehr Messwerte zur Verfügung als für die Berechnung notwendig. Hierfür wird das Least-Square-Verfahren genutzt. Dabei wird der quadratische Fehler zwischen dem berechneten Wert der aufgeprägten Amplitude A_y und Phasenlage φ_y und den dazugehörigen Erwartungswerten $E(A_y)$ und $\mathrm{E}(\varphi_y)$ durch Variation der geschätzten Übertragungsfunktion mit deren Vergrößerungsfunktion $|G_{I\mathrm{HCI}}|$ und deren Phasenverschiebung $\varphi_{I\mathrm{HCI}}$ und der geschätzten Störung, beschrieben durch A_r und φ_r, minimiert.

$$\min_{|G_{I\mathrm{HCI}}|, \varphi_{I\mathrm{HCI}}, A_r, \varphi_r} \left\| \begin{matrix} \sum (A_y - E(A_y))^2 \\ \sum (\varphi_y - \mathrm{E}(\varphi_y))^2 \end{matrix} \right\| \qquad (6.13)$$

Abbildung 6.11 zeigt den gerade beschriebenen Prozess der Parameterbestimmung in einer Ablaufskizze.

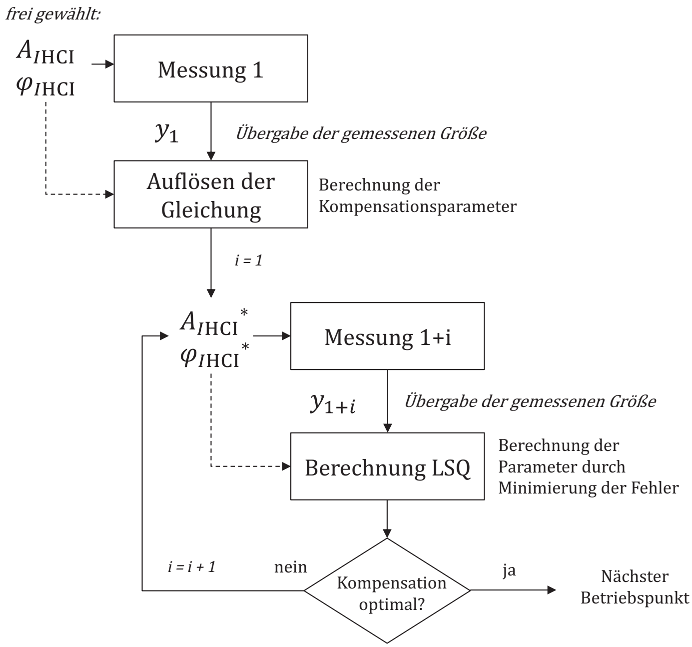


Abbildung 6.11: Ablauf für Parametersuche

Abbildung 6.12 zeigt die für das Forschungsprojekt entwickelte LabView-Messroutine mit Teilen des dazugehörigen Matlab-Codes (in der Mitte der Abbildung), der es ermöglicht direkt nach jeder Messung die geschätzte Fläche zu sehen, wie in Abbildung 6.13 (rechts) gezeigt wird.

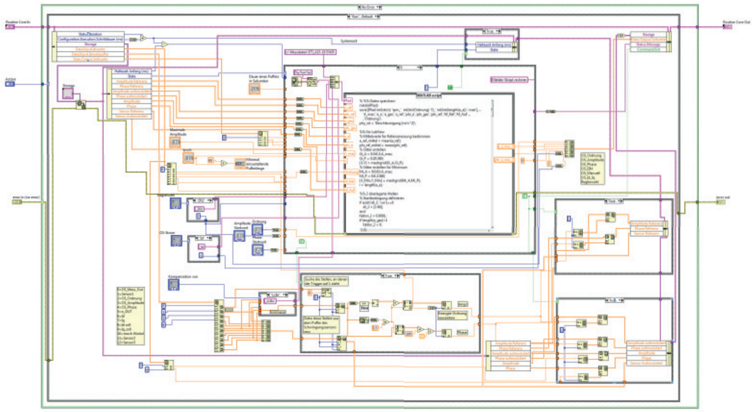


Abbildung 6.12: Messroutine in LabView mit Matlab-Code

Als Beispiel für die Gültigkeit dieser Vorgehensweise ist in Abbildung 6.13 ein Vergleich der geschätzten Fläche (rechts oben), welche aus der vorgestellten Methodik gewonnen wurde, mit einer gemessenen Fläche aus 3600 Messabläufen (links oben) dargestellt. Zudem wird unten links der Ablauf der Messungen dargestellt, woraus sich beim Untersuchen eines größeren Drehzahlbereiches das Diagramm unten rechts ergibt. Daraus lässt sich das Potenzial zur Kompensation ableiten. Übertragen wird die Messung mit der besten Kompensation des betrachteten Messpunktes.

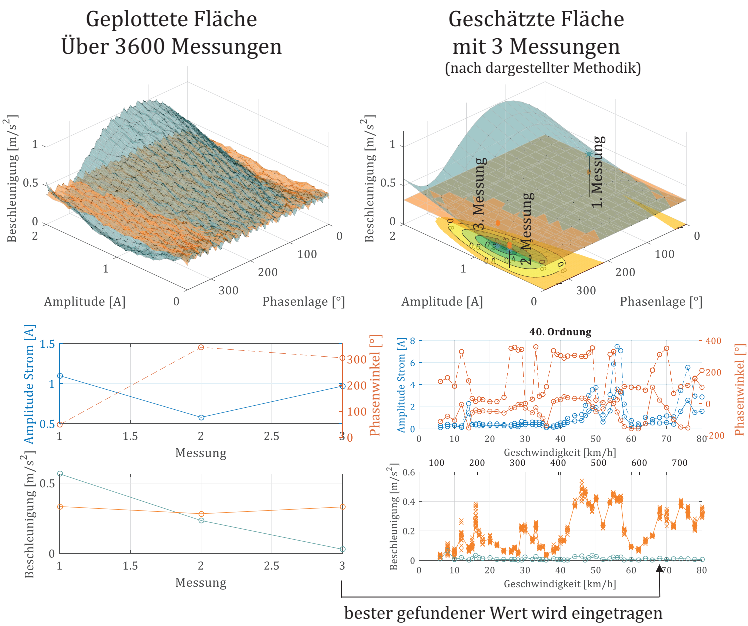


Abbildung 6.13: Darstellung der Vorgehensweise beim Suchen der Parameter und Vergleich mit den gemessenen und geschätzten Flächen (oben) an der Längslenkerbuchse in x-Richtung im Betriebspunkt 68 km/h der 40. Ordnung

Abbildung 6.13 zeigt somit den Prozess der Bestimmung der Parameter. Die Anfangsamplitude $A_{I\text{HCI}} = 1{,}1\ A$ und Phase $\varphi_{I\text{HCI}} = 50\ °$ sind frei gewählt, um $A_{I\text{HCI}}{}^{*}$ und $\varphi_{I\text{HCI}}{}^{*}$ berechnen zu können. Nach der zweiten Berechnung ist zwar schon eine Reduzierung der Vibrationen mit aufgeprägten Schwingungen messbar, allerdings ist in diesem Schritt noch nicht die erwartete fast vollständige Kompensation eingetreten. Der Gründe hierfür können Messungenauigkeiten des Sensors und der Messwerterfassung sowie Ungenauigkeiten im Timing der Messungen sein. In diesem Beispiel sind ab der 3. Messung die Ergebnisse der berechneten Parameter ausreichend gut, um die Vibrationen auch spürbar zu reduzieren.

6.3.3 Kompensationsmessungen

Die Parametersuche und die daraus erfolgten Kompensationsmessungen wurden am System des Radnabenantriebs mit Fahrwerk am Akustik-Allrad-Rollenprüfstand (AARPS) des Instituts für Fahrzeugsystemtechnik (FAST) getestet. Dabei wurde die vorgestellte Methode zur Parametersuche für verschiedene Ordnungen o mit verschiedenen Drehzahlen n angewendet. Unter anderem wurden als Ausgänge die Kraft am Dämpfer, Feder und die Beschleunigungen in x- und z- Richtung an der Längslenkerbuchse gemessen, wie Abbildung 6.14 zeigt.

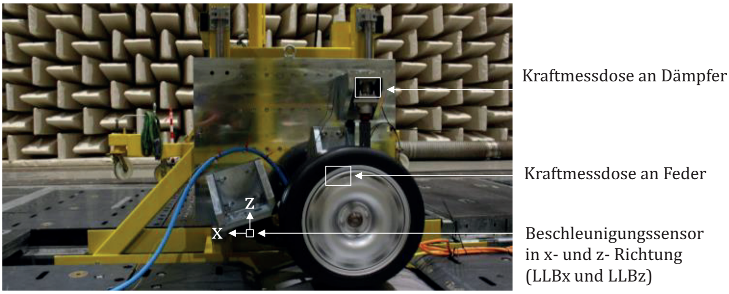


Abbildung 6.14: Lage der ausgewerteten Sensoren

Ausgewählt zur Kompensation wurden die am stärksten ausgeprägten Ordnungen (20., 40., 47., 80., 120., 240.). Getestet wurde die Kompensation in einem akustisch interessanten Betriebsbereich von 6-80 km/h. Beispielhaft dargestellte Messungen finden sich nachfolgend für die Beschleunigung an der Längslenkerbuchse in z-Richtung (Abbildung 6.15).

Grundsätzlich ist in den Messungen zu erkennen, dass eine sehr große Amplitude für aufgeprägte Schwingungen in I_d gestellt werden muss, um Auswirkungen auf das vibroakustische Verhalten in Form von Beschleunigungen oder wirkenden Kräften messen zu können. Dies zeigte sich bereits in der Simulation (Kapitel 6.2.1). Hinzu kommt, dass es

Koppeleffekte zwischen den Steuergrößen gibt, sodass bei aufgeprägten Sollströmen in I_q mit der gleichen Frequenz Stromschwingungen in I_d messbar waren und umgekehrt. Eine genauere Analyse der Übertragungswege ist in Kapitel 6.3.5 zu finden. Deswegen sind nachfolgend ausschließlich Kompensationsmessungen mit aufgeprägten Schwingen in I_q dargestellt.

In Abbildung 6.15 sind im oberen Diagramm die einzustellenden Parameter für HCI zu finden. Aufgetragen sind die Ist- und Sollwerte der gestellten Oberschwingungen der 47. Ordnung für die im unteren Schaubild dargestellte Kompensation (grün). Die orangene Kurve in diesem Diagramm zeigt die Amplitude der Beschleunigung ohne HCI mit ihren Einzelmessungen. Die Menge der Einzelmessungen entstehen aufgrund der Parametersuche, die vor jeder Messung mit HCI eine Referenzmessung durchführt.

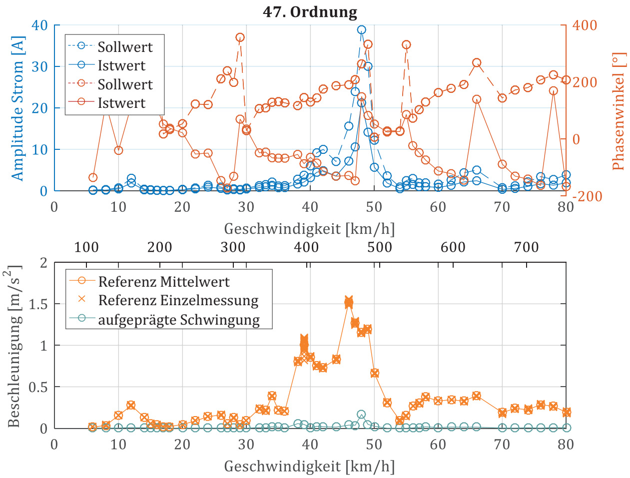


Abbildung 6.15: Parameter der HCI für Längslenkerbuchse (z) bei einer Kompensation mit I_q Strömen

Ähnliches Kompensationspotential findet sich in den weiteren Ordnungen ebenfalls wieder (Abbildung 6.16). Nur das Kompensieren der 20. Ordnung funktioniert nicht zufriedenstellend. Grund hierfür ist allerdings die nicht periodische Anregung der 20. Ordnung, da hier Amplitude und Phasenlage variieren. Die Ursache liegt im verwendeten Winkelmessverfahren.

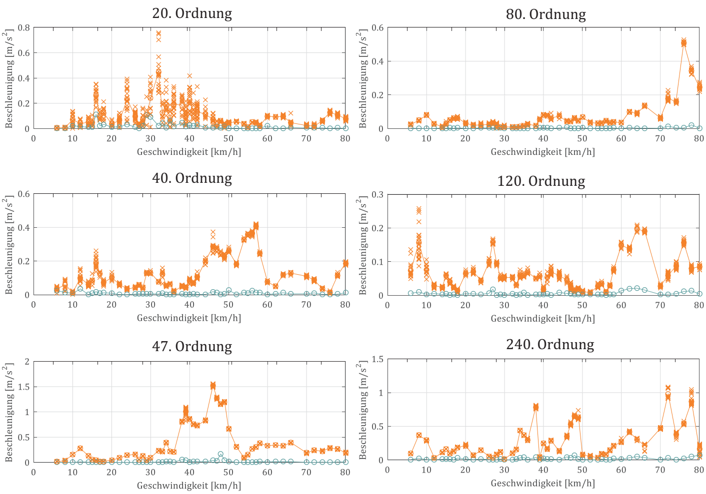


Abbildung 6.16: Übersicht des Potentials zur Kompensation an der Längslenkerbuchse (z)

Weitere Messungen für andere Messpunkte am Prüfaufbau finden sich im Anhang wieder (Abbildung 7.5, Abbildung 7.6, Abbildung 7.7).

Ebenso wurde am Motorenprüfstand mit dieser Methodik die Kompensation der Beschleunigungen an der Statorplatte in axialer und radialer Richtung und des Gehäuses (Abbildung 7.8) sowie des Drehmomentes über die Messwelle untersucht. Es zeigte sich, dass mit der Aufprägung von Harmonischen in den I_q-Strömen alle Ordnungen, die im Drehmoment messbar waren, kompensieren lassen. Die Kompensation der Beschleunigungen hingegen gelang nicht in allen Betriebspunkten und

Richtungen. Grund hierfür sind teilweise die notwendigen sehr hohen Amplituden, die vom Regler nicht mehr gestellt werden konnten oder auch andere negative vibroakustische Effekte hervorrufen (z.B. Nebenordnungen, siehe Kapitel 6.3.4)

6.3.4 Verhalten von Stromregelverfahren

Um das Verhalten verschiedener Stromregelverfahren auf das Aufprägen der Schwingungen auf die Sollgrößen für die Erstatzströme genauer zu untersuchen, wurden drei unterschiedliche Arten der Stromregelverfahren analysiert, die alle auf dem Prinzip der feldorientierten Regelung beruhen. Bei dieser Untersuchung wird das Übertragungsverhalten zwischen Soll- und Istwerten in den Strömen genauer analysiert.

Für die Analyse wird das Amplitudenverhältnis a der Sollströme mit aufgeprägten Schwingungen I_{Soll} zu den Istströmen I_{Ist} bei der Frequenz der aufgeprägten Ordnung gesucht (ähnlich Kapitel 3.1.3.3 und Kapitel 4.4.3). Um das richtige Verhältnis zu bestimmen, wird die Differenz zwischen dem Istwert der aufgeprägten Schwingung I_{Ist} und einer vorherigen Referenzmessung I_{Ref} ohne aufgeprägter Schwingung genutzt.

$$a = \frac{|I_{\mathrm{Ist}} - I_{\mathrm{Ref}}|}{|I_{\mathrm{Soll}}|} \tag{6.14}$$

$$\delta = \sphericalangle(I_{\mathrm{Ist}} - I_{\mathrm{Ref}}) - \sphericalangle(I_{\mathrm{Soll}}) \tag{6.15}$$

Grundsätzlich zeigen sich hierbei keine erkennbaren Abweichungen im Amplitudenverhältnis und der Phasenverschiebung durch die Variation der aufgeprägten Amplitude. Dies zeigt beispielhaft das Ergebnis aus Abbildung 6.17.

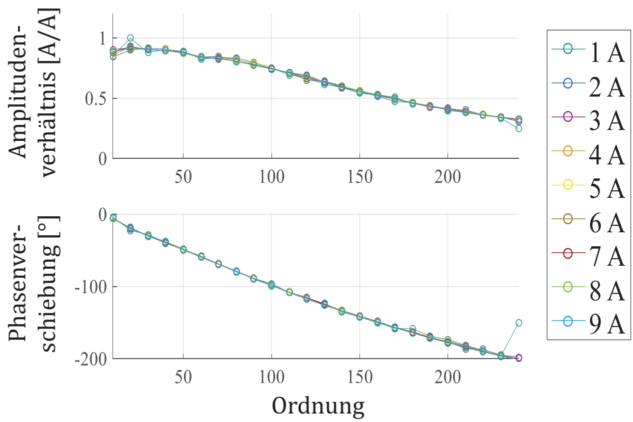


Abbildung 6.17: Übertragungsverhalten PI-Regler

Für weitere Auswertungen wird ein Durchschnittswert aus den Amplitudenverhältnissen und Phasenlagen bei verschieden aufgeprägten Amplituden ermittelt. Folgende Stromregelverfahren wurden dabei untersucht:

- **Konventionelles PI-Stromregelverfahren**
  Ein häufig verwendetes Stromregelverfahren ist das Verwenden eines PI-Reglers. Es besteht aus jeweils einem PI-Regler für die geregelten Ströme mit Entkopplung der Regelgrößen und einer Vorsteuerung, um der induzierten Spannung entgegen zu wirken. Die Regelparameter wurden nach dem Betragsoptimum bestimmt.

- **Deadbeat Stromregelverfahren mit linearen Parametern [Nus10]**
  Um ein besseres dynamisches Verhalten zu erzielen, besteht die Möglichkeit, den Regler aus dem Zustandsraummodell der Stre-

cke abzuleiten. Hierbei können die Regler auf Deadbeat-Verhalten eingestellt werden. Dadurch wird theoretisch im nächsten Zeitschritt die geänderte Regelgröße eingestellt, was im getesteten System mit einer Taktfrequenz von $f_T = 10\ kHz$ einer Zeit von $\tau_T = 200\ \mu s$ entspricht. Der integrale Anteil, welcher die statische Genauigkeit einregelt, wird mit einer Zeitkonstanten von $\tau_1 = 40\ ms$ eingestellt.

- **Deadbeat Stromregelverfahren mit nachgeführten Parametern [Gem15]**
  Moderne elektrische Maschinen besitzen ein oft nichtlineares Verhalten, vor allem im Sättigungsbereich. Aus diesem Grund können die beiden zuvor dargestellten Stromregelverfahren nicht die Ströme in allen Betriebspunkten optimal einregeln. Durch den Einsatz eines adaptiven Ansatzes, welcher diese Nichtlinearitäten berücksichtigt, kann ein besseres Verhalten des Reglers erwartet werden. Die Entkopplung des getesteten Verfahrens ist ähnlich dem des PI-Reglers. Allerdings sind die Parameter abhängig vom Betriebspunkt des Motors. Da der grundsätzliche Aufbau des Reglers ähnlich dem des linearen Ansatzes ist, werden ähnliche Einstellungen für die Zeitkonstanten der Regelung mit $\tau_1 = 200\ \mu s$ vorgenommen.

Abbildung 6.18 zeigt die verschiedenen Strukturen der untersuchten Stromregelverfahren.

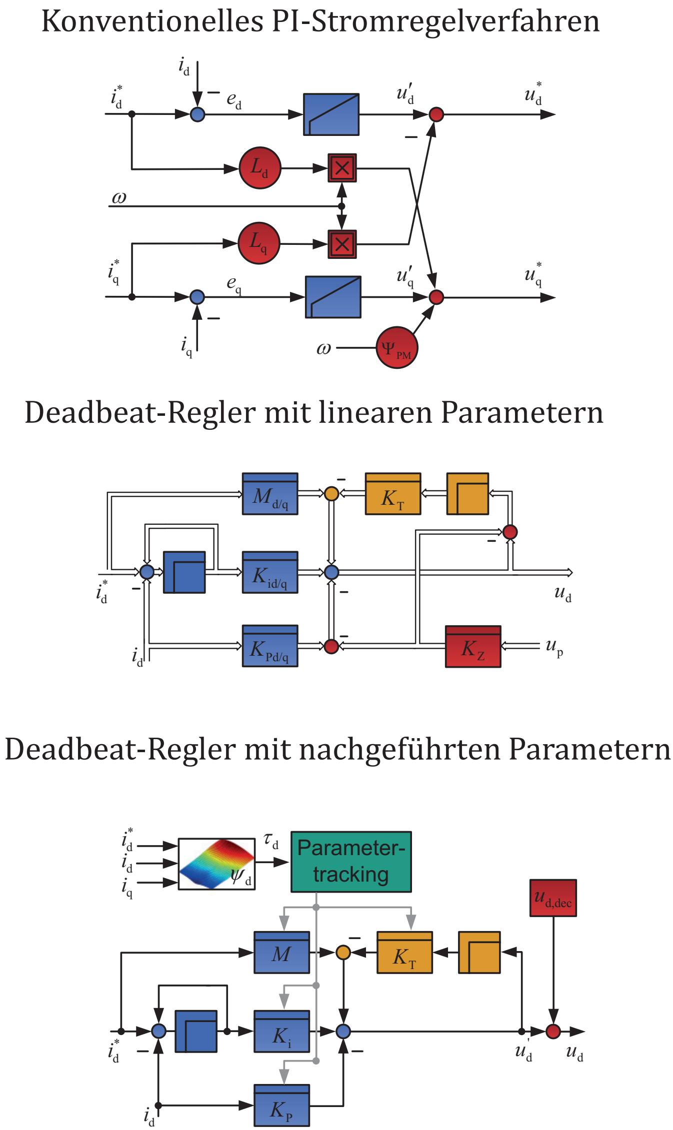


Abbildung 6.18: Struktur verschiedener Stromregelverfahren nach [Gem15]

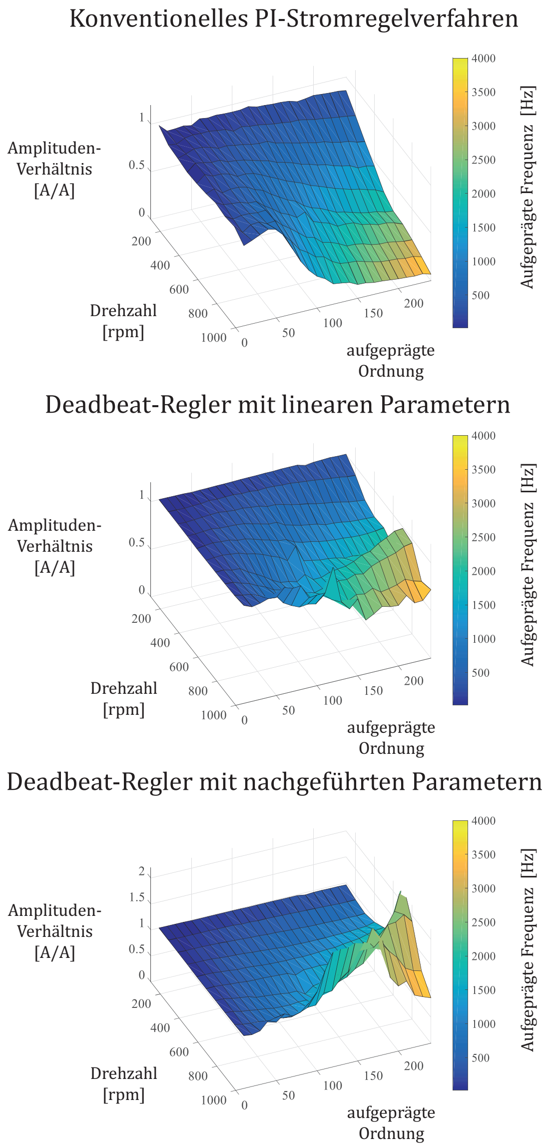


Abbildung 6.19: Vergleich der Regelverfahren

Ein Vergleich der Stromregelverfahren in Bezug zu aufgeprägten Schwingungen in Abbildung 6.19 zeigt, dass mit dem PI-Regler nur schwer sehr hohe Frequenzen aufgeprägt werden können, da das Amplitudenverhältnis bei steigender Frequenz, also bei höheren Ordnungen und Drehzahlen, stark abnimmt. Die Deadbeat-Regler hingegen können durchaus auch bei sehr hohen Frequenzen Oberschwingungen in den Ist-Strömen aufprägen. Somit besteht die Möglichkeit, über den gesamten Betriebsbereich Schwingungen aufzuprägen und somit das vibroakustische Verhalten zu beeinflussen.

Ein negativer Effekt, der bei der Aufprägung von Harmonischen in Strömen entsteht, sind Nebenordnungen, die sich vor allem bei hohen Amplituden zeigen und das vibroakustische Verhalten auch negativ beeinflussen können (Abbildung 6.20).

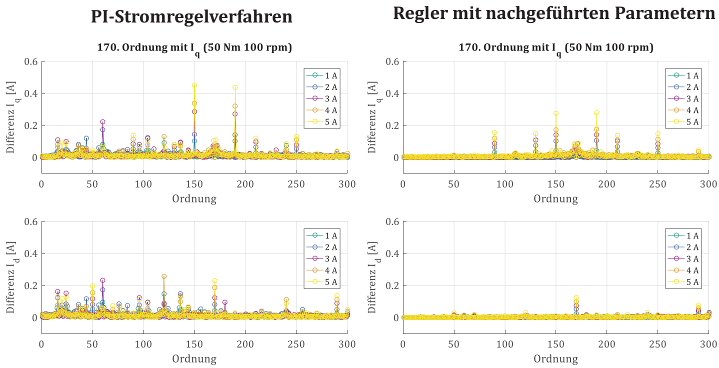


Abbildung 6.20: Entstehung von Nebenordnungen

In Abbildung 6.20 sind die entstehenden Nebenordnungen in einem Betriebspunkt zu erkennen. Dabei wird die Differenz aus Referenzmessung und Messung mit aufgeprägter Schwingung gebildet. Die eigentlich aufgeprägte Ordnung, in diesem Fall die 170. Ordnung, nicht dargestellt, sodass nur die unerwünschten Nebenordnungen, die aufgrund des Aufpräge-Verfahrens entstehen dargestellt werden. Erklärt werden kann dieses Phänomen, indem die Strangströme betrachtet werden. Da

der Regler die aufgeprägten Schwingungen nicht vollständig ausregelt, sondern lediglich auf die Abweichungen reagiert, ist es nicht möglich, dass dieser den Sollverlauf exakt einstellt. Die Abweichung zwischen Ist- und Sollströmen stellt sich im Frequenzbereich vor allem als Nebenordnungen dar.

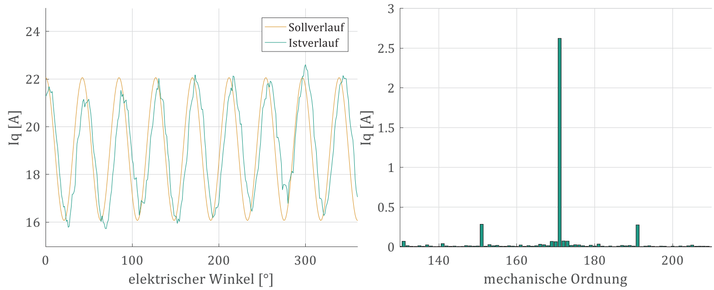


Abbildung 6.21: Aufprägung der 170. Ordnung mit 3 A beim Betriebspunkt 100rpm/50Nm mit dem PI-Stromregelverfahren

Grund für das Entstehen von Nebenordnungen sind fehlende oder abweichende Informationen über das physikalische Verhalten der Maschine. So ist zum Beispiel die eigentlich für eine Stromänderung in den Strangströmen notwendige Spannung wiederum vom Rotorwinkel und dessen Winkeländerung abhängig. Diese Informationen werden im einfachen Grundwellenregler nicht gesondert rückgeführet und können somit nicht berücksichtigt werden, wodurch es zu diesen Abweichungen kommet. Ebenso können Fehlstellungen und Toleranzen sowie Strom- und Winkelsensorfehler zu Nebenordnungen führen. Vergleicht man die beiden dargestellten Regler miteinander, so ist zu erkennen, dass bei beiden vor allem die Nebenordnungen der $\pm$ 20. Ordnung im I_q Strom ausgeprägt sind. Die Ausprägungen im I_d Strom sind weniger stark und auch weniger kritisch aufgrund der schwach ausgeprägten Übertragungspfade und werden aus diesem Grund nicht weiter betrachtet.

Eine weitere Möglichkeit dieses Phänomen über einen größeren Bereich dazustellen, ist die Isolierung der Amplitude der $\pm$ 20. Nebenordnung A_{N+20} und A_{N-20}. Um nur eine Größe darzustellen, werden hier die arithmetischen Mittelwerte der Amplitude $\overline{A_{N+20}}$ und $\overline{A_{N-20}}$ pro aufgeprägte Amplitude A_q genutzt und der Störfaktor S daraus berechnet.

$$S = \frac{\overline{A_{N+20}} + \overline{A_{N-20}}}{2 \cdot A_q} \tag{6.16}$$

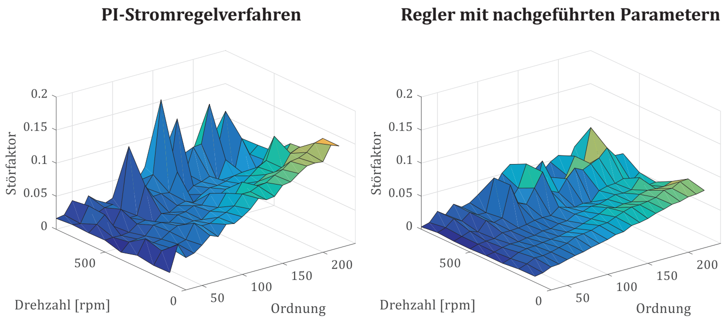


Abbildung 6.22: Vergleich des Störfaktors bei verschiedenen Regelverfahren bei 50 Nm

Die entstehenden Nebenordnungen sind beim Regler mit nachgeführten Parametern deutlich geringer als beim konventionellen PI-Stromregelverfahren. Zudem fällt auf, dass bei höheren Drehzahlen bei beiden Stromreglern punktuell höhere Nebenordnungen auftreten.

6.3.5 Stromoberschwingungen

Kein anwendbares Stromregelverfahren kann Oberschwingungen in den Strömen ganz ausregeln. Es gibt verschiedene Methoden um diese zu reduzieren (Kapitel 6: Einleitung), doch aufgrund von Ungenauigkeiten in der Modellbildung können diese nie vollständig vermieden werden. So zeigen sich in Abbildung 6.23 die entstehenden Stromoberschwingungen bei verschiedenen Regelverfahren ohne aufgeprägte Schwingungen.

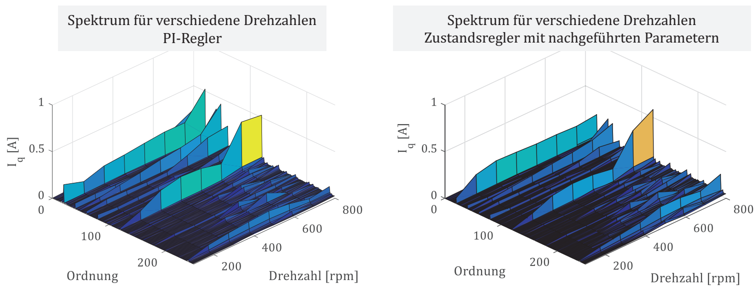


Abbildung 6.23: Vergleich der Stromoberschwingungen

Wie schon beschrieben, sind bereits Möglichkeiten zur Reduktion von Oberschwingungen in den Strömen bekannt. Allerdings besteht noch kein Verfahren oder Methode, um deren Einfluss auf das vibroakustische Verhalten experimentell zu ermitteln und somit das Potential für eine Verminderung von störenden Schwingungen aufgrund von Oberschwingungen in den Strömen aufzudecken. In den folgenden Absätzen wird das während der Arbeit entwickelte Verfahren vorgestellt, um diese Potentiale aufzuzeigen und somit auch eine klare Trennung zwischen den von den Oberschwingungen in den Strömen verursachten Vibrationen und den rein aus dem magnetischen Design stammenden Vibrationen herzustellen.

Hierzu wird eine vereinfachte lineare Modellvorstellung genutzt.

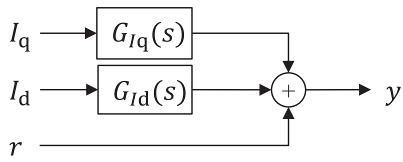


Abbildung 6.24: Modellvorstellung zur Trennung der Quellen (I_d und I_q)

Dabei beschreiben $G_{Iq}(s)$ und $\mathrm{G_{Id}}(s)$ die Übertragungspfade, welche die Ist-Ersatzströme I_q und I_d durchlaufen, um am Ausgang als Größe y gemessen zu werden. Die Störgröße r wirkt in diesem vereinfachten Modell direkt auf den Ausgang. Die Sollvorgaben der Ströme werden mit verschiedenen Schwingungen überlagert, sodass diese wie in Formel (6.1) und (6.2) beschrieben werden können.

Die Beschreibung des Systems aus Abbildung 6.24 im Laplace-Bereich lautet somit:

$$I_q(s) \cdot G_{Iq}(s) + I_d(s) \cdot G_{Iq}(s) + r(s) = y(s) \tag{6.17}$$

Betrachtet man dabei eine Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \cdot \nu \cdot n$, so kann der Zusammenhang umgeschrieben werden zu:

$$I_q \left| G_{Iq} \right| e^{i(\varphi_\mathrm{q} + \measuredangle G_{I\mathrm{q}})} + I_d \left| G_{Id} \right| e^{i(\varphi_\mathrm{d} + \measuredangle G_{I\mathrm{d}})} + A_r e^{i\varphi_r} = A_y e^{i\varphi_y} \tag{6.18}$$

Daraus erhält man ein Gleichungssystem.

$$A_y = \sqrt{\begin{gathered}\left(I_q\left|G_{Iq}\right|\cos\varphi_\mathrm{q} + I_d\left|G_{Id}\right|\cos\varphi_\mathrm{d} + A_r\cos\varphi_r\right)^2 + \\ \left(I_q\left|G_{Iq}\right|\sin\varphi_\mathrm{q} + I_d\left|G_{Id}\right|\sin\varphi_\mathrm{d} + A_r\sin\varphi_r\right)^2\end{gathered}} \tag{6.19}$$

$$\varphi_y = \tan^{-1}\left(\frac{I_q\left|G_{Iq}\right|\sin\varphi_\mathrm{q} + I_d\left|G_{Id}\right|\sin\varphi_\mathrm{d} + A_r\sin\varphi_r}{I_q\left|G_{Iq}\right|\cos\varphi_\mathrm{q} + I_d\left|G_{Id}\right|\cos\varphi_\mathrm{d} + A_r\cos\varphi_r}\right) \tag{6.20}$$

Die Unbekannten des Gleichungssystems $\left|G_{I\mathrm{q}}\right|$, $\measuredangle G_{I\mathrm{q}}$, $\left|G_{Id}\right|$, $\measuredangle G_{I\mathrm{d}}$, A_r, φ_r können nach 3 Messungen gelöst werden. Für genauere Ergebnisse wird mit Hilfe der kleinsten-Quadrate-Methode die Differenz zwischen den erwarteten Werten (A_y), $E(\varphi_y)$ und den gemessenen Werten A_y, φ_y minimiert.

$$\min_{\left|G_{I\mathrm{q}}\right|,\measuredangle G_{I\mathrm{q}},\left|G_{I\mathrm{d}}\right|,\measuredangle G_{I\mathrm{d}},A_r,\varphi_r} \left\| \begin{matrix}\sum(A_y - E(A_y))^2 \\ \sum(\varphi_y - \mathrm{E}(\varphi_y))^2\end{matrix} \right\| \tag{6.21}$$

Abbildung 6.25 zeigt beispielhaft die Aufteilung der verschiedenen Ursachen auf das vibroakustische Verhalten des Systems mit Hilfe der wirkenden Kraft auf den Dämpfer bei verwendeten PI-Stromregelverfahren. Als verwendete Messungen wurden die Kompensationsmessungen aus 6.3.3 verwendet, welche am Akustikrollenprüfstand mit dem Fahrwerksadapter erstellt wurden. Die dargestellten Punkte zeigen die Messungen mit aufgeprägten Schwingungen in beiden Steuergrößen, also I_d und I_q. Die Richtigkeit des Modells wird durch die kleine Norm der Residuen sichergestellt.

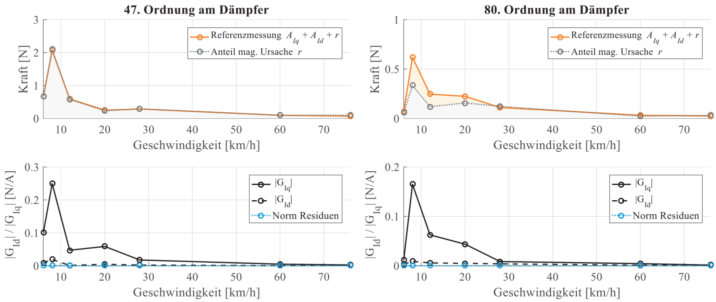


Abbildung 6.25: Trennung der Quellen an der Dämpferkraft (I_q, I_d)

Hierbei ist zu erkennen, dass kein Potential bei der Verbesserung der Stromregelverfahren in der 47. Ordnung zu erkennen ist. Dies ist nur logisch, da für diese Ordnung keine Stromoberschwingungen zu erkennen sind. Die Abbildung zeigt weiter die Verstärkungsfaktoren für die Gesamtübertragungswege $|G_{Iq}|$ und $|G_{Id}|$. Somit stellt die graue Kurve das berechnete vibroakustische Verhalten bei einer Ansteuerung ohne Stromoberschwingungen und somit das Potential für einen sehr guten Regler, wie er beispielsweise in [Kar16, Ric15c, Pel12b] beschrieben ist, dar. Beispielhaft dargestellt sind dazu die Auswirkungen am Dämpfer der 47. und 80. Ordnung.

Es fällt auf, dass der Verstärkungsfaktor $|G_{Id}|$ der Übertragungswege für aufgeprägte Schwingungen vom Ersatzstrom I_d sehr gering ist. Aus diesem Grund wurde für nachfolgende Untersuchungen ein vereinfachtes Modell angenommen, sodass das vibroakustische Verhalten nur noch durch den Ersatzstrom I_q beeinflusst werden kann. Der Vorteil bei dieser Vereinfachung liegt in einer höheren Auflösung der zur Verfügung stehenden Messdaten, sodass diese einen wesentlich besseren Aufschluss über das Verhalten über den Drehzahlbereich liefern können.

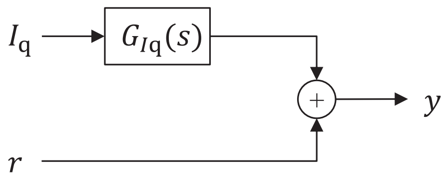


Abbildung 6.26: Reduziertes Modell

Somit gilt analog zu der Berechnung aus den Formeln (6.19), (6.20) und (6.21):

$$A_y = \sqrt{\begin{array}{c}\left(I_q\left|G_{Iq}\right|\cos\varphi_q + A_r\cos\varphi_r\right)^2 + \\ \left(I_q\left|G_{Iq}\right|\sin\varphi_q + A_r\sin\varphi_r\right)^2\end{array}} \tag{6.22}$$

$$\varphi_y = \tan^{-1}\left(\frac{I_q\left|G_{Iq}\right|\sin\varphi_q + A_r\sin\varphi_r}{I_q\left|G_{Iq}\right|\cos\varphi_q + A_r\cos\varphi_r}\right) \tag{6.23}$$

$$\min_{|G_{Iq}|,\measuredangle G_{Iq},A_r,\varphi_r}\left\|\begin{array}{c}\sum(A_y - E(A_y))^2 \\ \sum(\varphi_y - \mathrm{E}(\varphi_y))^2\end{array}\right\| \tag{6.24}$$

Die Ergebnisse der berechneten Unbekannten zeigen sich in Abbildung 6.27. Die Abweichungen des Modells werden als die Norm der dadurch entstehenden Residuen dargestellt und zeigen eine gute Übereinstimmung mit der Modellvorstellung.

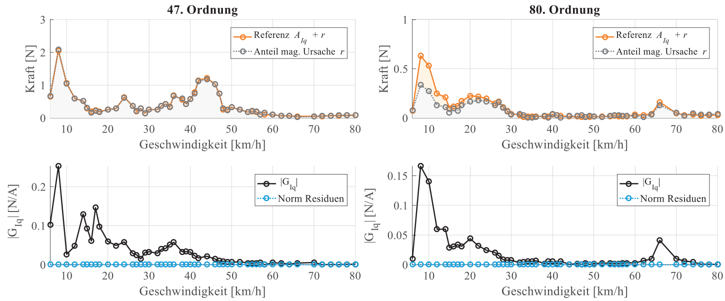


Abbildung 6.27: Trennung der Quellen an der Dämpferkraft (I_q)

Aufgrund der vorliegenden Messdaten konnten hier die Intervalle der Geschwindigkeiten verkleinert werden, sodass ein genauerer Verlauf dargestellt wird. Ebenso kann aus dem Diagramm sehr gut abgeschätzt werden, wie hoch die Amplituden zur Kompensation der Wechselkräfte sein müssen. Zudem können aus der Abbildung die Verstärkungsfaktoren $\left|G_{I\mathrm{q}}\right|$ der Übertragungswege des I_q-Stroms zu den gemessenen Stellen abgelesen werden. Darauf sind als Überhöhungen die verschiedenen mechanischen Resonanzen zu erkennen. Weitere Messungen an anderen Anbindungspunkten und mit geänderten Ordnungen finden sich im Anhang (Abbildung 7.9 - Abbildung 7.12).

Als besonders kritisch in Bezug auf Stromoberschwingungen und deren Auswirkungen auf Vibrationen und Drehmoment wird in der Literatur vor allem die 6. elektrische Ordnung beschreiben, was im Falle des Radnabenantriebs aufgrund seiner 20 Polpaare der 120. Ordnung entspricht. Grundsätzlich zeigt sich auch hier, dass durch diese Oberschwingungen das vibroakustische Verhalten negativ beeinflusst wird. Allerdings muss dies nicht über den gesamten Betriebsbereich der Fall sein, wie sich vor allem zwischen den Geschwindigkeiten 15 – 18 km/h zeigt. Untersuchungen haben gezeigt, dass auch bei anderen Ordnungen dies positive Effekte haben kann.

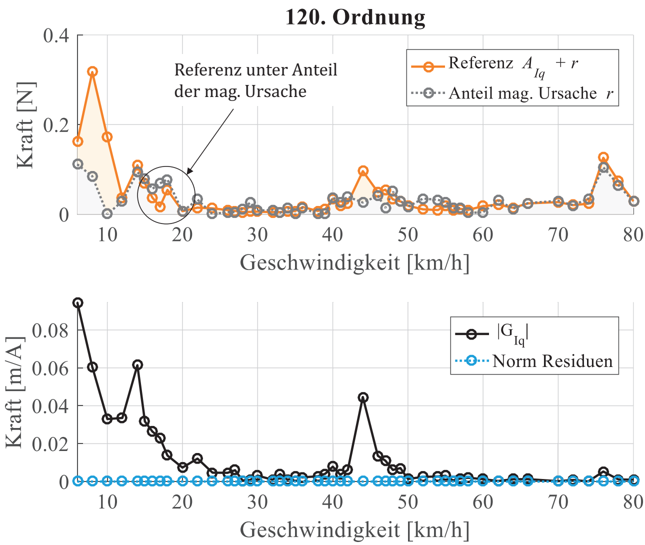


Abbildung 6.28: Trennung der 120. Ordnung

Mit Hilfe des in der Arbeit vorgestellten Steuerungsansatzes und dem dazugehörigen Parameterridentifikationsalgorithmus ist es ebenfalls möglich, sich auf die Stromoberschwingungen in den Ersatzströmen zu beschränken. Dies würde das aufgezeigte Potential (orangene Fläche) in Bezug auf die vibroakustischen Eigenschaften nutzen und hätte zudem den Vorteil, dass hier auch eine aktive Rückkopplung ohne zusätzlichen Sensoraufwand möglich wäre, da Sensoren für Strangstrommessung bei der Regelung elektrischer Maschinen notwendig sind.

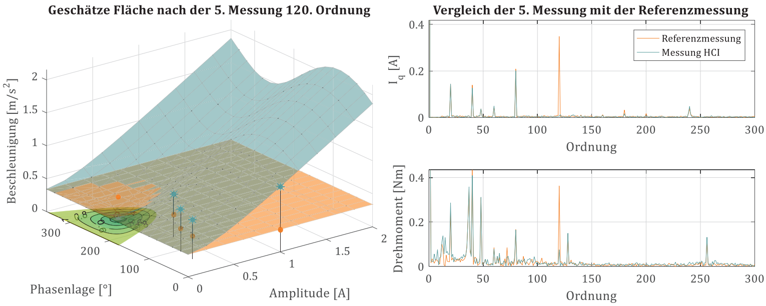


Abbildung 6.29: Kompensation I_q bei 50 rpm

Abbildung 6.29 zeigt die Kompensation der harmonischen Oberschwingungen des I_q-Stroms und dessen Auswirkungen auf das Drehmoment. So wird die Ordnung im Strom fast vollständig kompensiert und im Drehmoment reduziert sich die Welligkeit ebenfalls sehr stark. Die teilweise noch vorhandene Welligkeit des Drehmomentes ist rein auf das elektromagnetische Design zurückzuführen.

6.3.6 Kombinierte Kompensation

Mit der dargestellten Methodik ist es möglich, auch mehrere Ordnungen gleichzeitig zu kompensieren, wie Abbildung 6.30 zeigt. Als Prüfeinrichtung wurde der Motorenprüfstand des ETI mit Drehmomentmesswelle verwendet. Die folgenden Messungen wurden mit dem in Kapitel 6.3.4 beschriebenen PI-Regler durchgeführt.

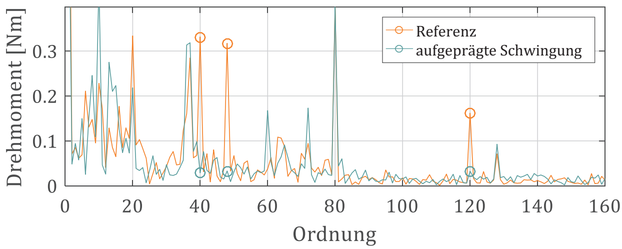


Abbildung 6.30: Kompensation des Drehmomentes bei 60 rpm mehrerer Ordnungen

Wie in Abbildung 6.30 zu erkennen ist, wurden an diesem Betriebspunkt mehrere Ordnungen (40., 47. und 120. Ordnung) gleichzeitig kompensiert. Dazu wurden die aus der bereits vorgestellten Ermittlungsmethodik berechneten Parameter verwendet, welche jedoch bei einzeln aufgeprägten Ordnungen ermittelt wurden. Grundsätzlich zeigt sich eine gute Kompensation der Drehmomentungleichförmigkeiten. Allerdings sind auch zusätzlich eingebrachte Störungen, wie etwa die 60. Ordnung, zu erkennen. Das Übertragungsverhalten der Regelung auf einzelne harmonische Oberschwingungen auf den Sollstrom wurde bereits in Kapitel 6.3.4 angesprochen. Werden jedoch mehrere Schwingungen überlagert aufgeprägt, kann je nach Phasenlage zueinander das Übertragungsverhalten der Regelung stark oder weniger stark variieren und somit auch zusätzliche Störungen eingebracht werden. Dies zeigt sich, wenn man den Zeitverlauf der aufgetragenen Sollverläufe im rotierenden und dreiphasigen statorfesten Koordinatensystem betrachtet (Abbildung 6.31).

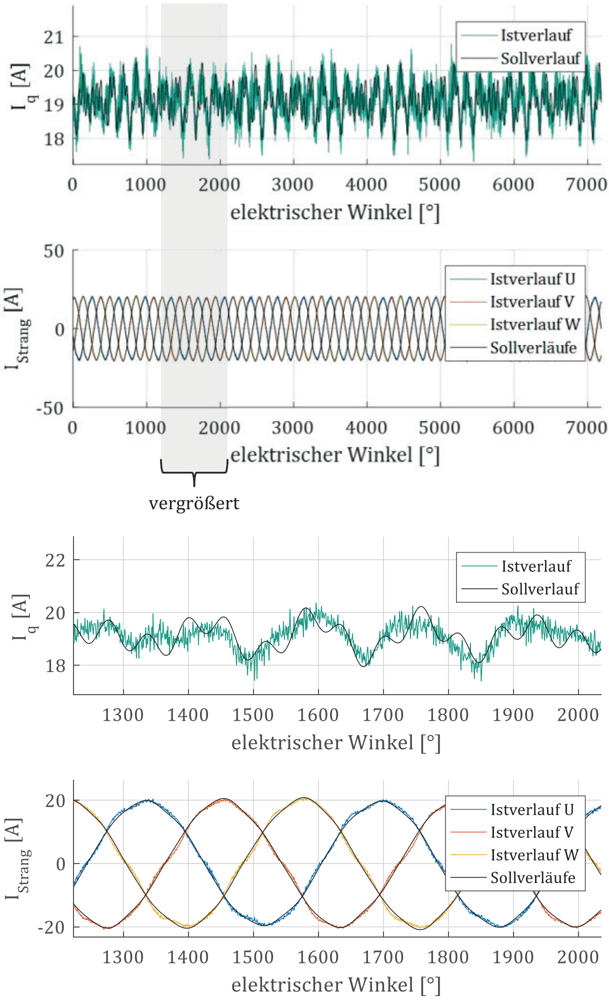


Abbildung 6.31: Ströme zur Kompensation des Drehmoments

Die zeitliche Stromänderung in den Strangströmen kann stark zu- oder abnehmen, je nach Überlagerung der verschiedenen Ordnungen. Für eine gleiche Umsetzung der Amplitude und Phasenlage folgt somit ein

erhöhter Spannungsbedarf im Vergleich zu der Kompensation mit nur einzelnen Ordnungen. Diese Änderung kann mit einem PI-Regler nur bei niedrigen Frequenzen der aufgeprägten Schwingungen kompensiert werden. Wie bereits beschrieben können mit einer Erweiterung der Regelung bessere Ergebnisse erzielt werden.

6.4 Betriebsstrategie

In den vorherigen Kapiteln wurde beschrieben, wie die Parameter für die Kompensation gefunden werden können. Diese stellen zunächst die vibroakustisch optimalen Parameter für die Sollvorgaben (Amplitude und Phasenlage) des PI-Reglers dar. Sie werden in diesem Kapitel verwendet, um an einem Hochlauf zu demonstrieren, welche Herausforderungen diese Methodik mit sich bringt und welche Möglichkeiten sie bietet. Es wird hier vor allem auf die Kompensation einzelner Ordnungen über die Drehzahl eingegangen.

6.4.1 Abhängigkeiten

Grundsätzlich wurden Effekte, welche vor allem die Stromregelung mit sich bringt, in Kapitel 6.3.4 angesprochen. Im Folgenden soll kurz auf die Abhängigkeiten eingegangen werden, die für die Kompensationsparameter wichtig sind. Im Rahmen des Forschungsvorhabens konnten nicht alle angesprochenen Abhängigkeiten, welche die Parameter beeinflussen, im Experiment nachgebildet werden. Es ist jedoch klar, dass bei einer Änderung der mechanischen Übertragungswege die Parameter für die aufgeprägten Schwingungen beeinflusst werden können, sofern bei einer Kompensation der Ursache nicht direkt im Motor entgegengewirkt wird. So ist es zum Beispiel möglich Schwingungen, die aus Drehmomentungleichförmigkeiten resultieren, auch wenn sie den Ursprung im magnetischen Design haben, durch aufgeprägte Schwingungen im I_q-Strom zu kompensieren. Schwingungen, die andere Ursachen haben, wie beispielsweise radiale Kräfte auf Rotor und Stator, werden vor allem durch das Aufbringen zusätzlicher Drehmomentschwingungen im späteren Anbindungspunkt kompensiert. Hierbei können Änderungen im Übertragungsverhalten der mechanischen Komponenten eine große Rolle spielen. Gründe für diese Veränderungen sind vor allem eine Änderung der Steifigkeiten, welche verursacht werden können durch:

- Alterungsprozesse (z. B. Längslenkerbuchse)
- Temperaturabhängigkeiten
- Änderung der Beladung
- Luftdruckänderungen im Reifen
- Abhängigkeiten des Zustandes im Dämpfer (gleitend oder stehend)

6.4.2 Betrachtung der Verluste

Grundsätzlich treten in permanentmagneterregten Synchronmaschinen, wie dem Radnabenanrieb, folgende Verluste auf:

- Mechanische Verluste
    - Reibung Radlager
    - Reibung durch Strömung am Rotor
- Elektrische Verluste
    - Kupferverluste (Ohmsche Verluste in den Statorwicklungen)
    - Eisenverluste
        - Hystereseverluste
        - Wirbelstromverluste
        - Excessverluste

Mechanische Verluste spielen beim Vergleich der akustisch optimierten Ansteuerung im Gegensatz zu einer Ansteuerung ohne aufgeprägte Schwingungen keine Rolle. Eine größere Rolle hingegen könnten die **elektrischen Verluste** haben. Da diese jedoch nicht Fokus der Arbeit sind, wird nur stichpunktartig auf die Kupferverluste eingegangen. Diese können durch folgenden Ausdruck beschrieben werden.

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} \cdot R_S \cdot ({I_d}^2 + {I_q}^2) \tag{6.25}$$

Bereits an dieser Formel ist zu erkennen, dass sich bei Oberschwingungen in den Strangströmen die Verluste aufgrund des quadratischen Zusammenhangs im Gegensatz zu Strömen ohne Oberschwingungen theoretisch vergrößern. In der Praxis treten jedoch auch ohne gewollt aufgeprägte Schwingungen Oberschwingungen in den Strömen auf. Eine akustisch optimierte Ansteuerung mittels HCI kann somit bei kleinen Amplituden auch dazu führen, dass die quadratische Summe der Ströme $\cdot\, ({I_d}^2 + {I_q}^2)$ im Mittel nicht zunehmen muss. Stichprobenartige Messungen am Beispiel des Radnabenantriebs zeigen, dass bei aufgeprägten Schwingungen diese Verluste nicht signifikant zunehmen müssen beziehungsweise auf gleichem Niveau liegen. Dazu beispielhaft aufgeführt ist in Abbildung 6.32 die quadratische Summe der Ströme, um den Unterschied bei aufgeprägten Schwingungen aus dem Beispiel von Abbildung 6.30 in den ohmschen Verlusten abschätzen zu können. Hierbei ist kein messbarer Unterschied festzustellen.

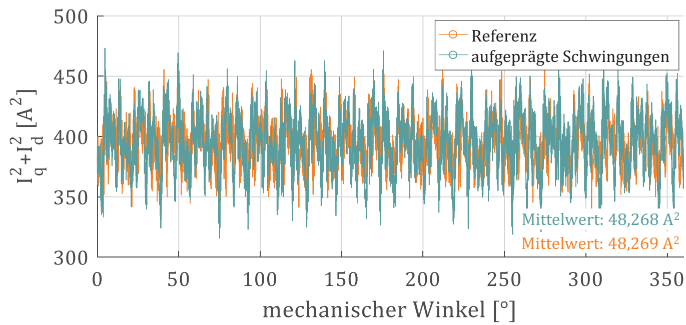


Abbildung 6.32: Quadratische Summe von I_q und I_d bei aufgeprägten Schwingungen

Hystereseverluste entstehen im Allgemeinen bei der Umpolung der weißschen Bezirke in einem ferromagnetischen Material. Um eine tatsächliche Abschätzung treffen zu können, müsste das dafür verantwortliche magnetische Feld in einer FEM Simulation berechnet und analysiert werden. Gleiches gilt für die Wirbelstrom und Excessverluste.

Eine einfache Modellierung dieser Effekte ist nicht möglich. Aufgrund der für die Kompensation notwendigen geringen Amplituden ist jedoch davon auszugehen, dass die durch die aufgeprägten Schwingungen verursachten Verluste sehr gering und diese somit dort zu vernachlässigen sind.

6.4.3 Anwendung

Für die in der Arbeit beschriebene Strategie wird vorerst nur die Kompensation einer bestimmten Ordnung beim Hochlauf der Drehzahl getestet. Die Parameter stammen aus den gezeigten Kompensationsmessungen in Kapitel 6.3.3. Zwischen den Sollvorgaben wird linear interpoliert. Als Prüfeinrichtung wurde der Fahrwerksadapter für das Radnabensystem mit der flexiblen Ansteuereinheit am AARPS verwendet.

Abbildung 6.33 zeigt beispielhaft den Vorgang zur Ermittlung und Kompensation der 120. Ordnung am Beschleunigungssensor der Längslenkerbuchse in x-Richtung. Als Regelung für die Ströme wurde ein PI- Regler verwendet.

Deutlich erkennbar ist die Kompensation der 120. Ordnung bei höheren Drehzahlen im Beschleunigungssignal. Ebenso führen folgende Phänomene zu einer nicht kompletten Kompensation der störenden Ordnung:

- Schlechte Interpolation der Parameter zwischen den angepassten Parametern aufgrund der Stützstellen
- Dynamische Vorgänge im Regler beim Durchlaufen der Betriebspunkte
- Störungen im Winkelmesssignal aufgrund elektromagnetischer Einflüsse

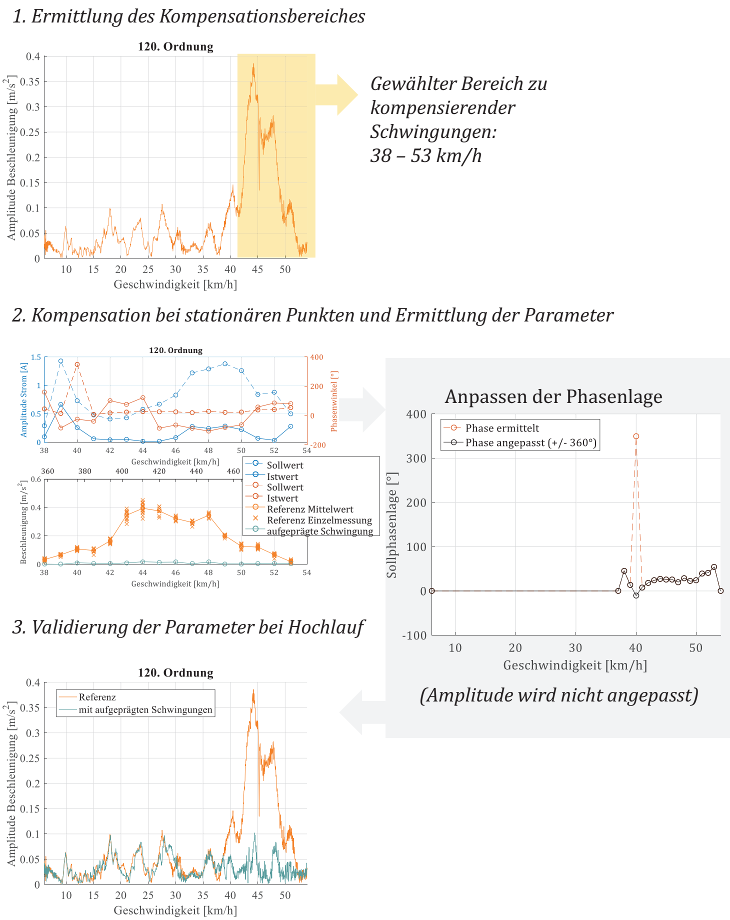


Abbildung 6.33: Kompensationsvorgang Beschleunigung LLB (x)

6.5 Vergleich verschiedener Aufprägemethoden

Grundsätzlich kann die Methode zur Suche der Parametereinstellung (Amplitude und Phasenlage) auch für andere Methoden zur Aufprägung von Schwingungen genutzt werden, wie sich bereits in anderen Untersuchungen gezeigt hat. Dazu wurden in dieser Arbeit zwei weitere Möglichkeiten und deren Auswirkungen auf die Ströme in einem Versuch am Fraunhofer IISB genauer untersucht. Hierbei wurde die neue Version des Radnabenantriebs Gamma genutzt, der an einer Abtriebsmaschine angebracht war, sodass ein Gegenmoment erzeugt werden konnte. Für die Untersuchung wurde eine feste Drehzahl von 300 rpm mit verschiedenen Lasteinstellungen (200 und 400 Nm) getestet.

6.5.1 Aufgeprägte Schwingung in den Spannungen

Eine andere Möglichkeit, Schwingungen in den Strömen aufzuprägen, ist die Addition der aufgeprägten Schwingung in Form einer überlagerten Spannung auf die bereits berechnete Stellgröße aus der Regelung, wie sie bereits in [Öks16, Qi15] verwendet wurde. Diese ist nachfolgend dargestellt.

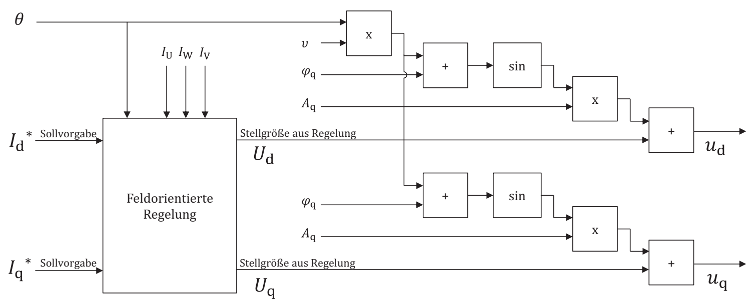


Abbildung 6.34: Aufgeprägte Schwingungen in der Spannung

Allerdings bringt diese Methode, im Gegensatz zu der bereits beschrieben, auch Nachteile mit sich:

- Der Einfluss auf das Magnetfeld und somit auch auf die aufgebrachten Kräfte entsteht durch eine geänderte Bestromung. Somit ist der Strom die Kenngröße, die den Einfluss unabhängiger darstellen kann, auch wenn die gestellte Spannung die Ursache der Stromänderung ist. Die Kenngröße Spannung ist also weniger aussagekräftig.
- Der Regler versucht, die durch die aufgeprägte Spannung entstehenden Ströme, wieder auszuregeln. Eine Verbesserung des Störverhaltens des Reglers hat somit auch eine Erhöhung der Amplitude für die aufgeprägte Spannung zufolge.
- Starke Abhängigkeit von Drehzahl

Um den Einfluss der aufgeprägten Spannung zu visualisieren, wurde eine ähnliche Berechnungs- und Darstellungsweise wie in den vorherigen Kapiteln genutzt (Abbildung 6.35). Die orange Fläche zeigt den Referenzwert ohne aufgeprägte Schwingungen der 120. mechanischen beziehungsweise 6. elektrischen Ordnung. Durch das Aufprägen genau dieser Ordnung mit verschiedenen Amplituden und Phasenlagen ergeben sich Bereiche, in denen man eine konstruktive oder destruktive Überlagerung erreichen kann. Das System verhält sich linear und die beschriebene Methodik zur Parametersuche, auch zur Kompensation von mechanischen Schwingungen, könnte somit genutzt werden. Das in Abbildung 6.35 gezeigte Spannungsamplitudenverhältnis beschreibt lediglich die hier verwendete Spannungsamplitude A_q multipliziert mit der Drehzahl.

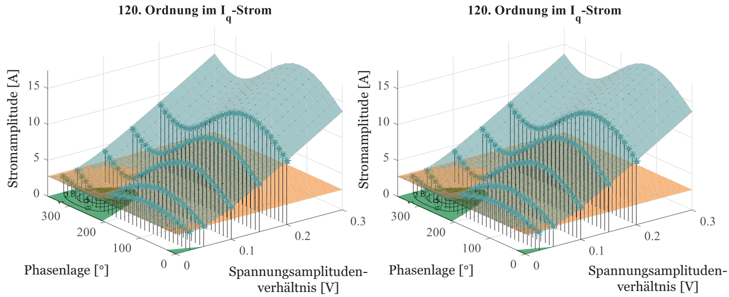


Abbildung 6.35: Einfluss der aufgeprägten Spannungsamplitude auf die Ströme (links: 200 Nm, rechts: 400 Nm)

6.5.2 Aufgeprägte Ströme in den Phasen U, V, W

Ebenso ist es möglich, aufgeprägte Schwingungen in Strömen durch eine zusätzlich überlagerte feldorientierte Regelung zu erzeugen (ähnlich [Pel12b]). Als Eingang für die überlagerte feldorientierte Regelung dient die Differenz der Phasenströme zur perfekten Grundwelle. Diese Differenz wird über den mit der Ordnung ν multiplizierten Rotorwinkel vom stehende ins drehende Koordinatensystem umgewandelt, sodass die Phasenlage und Amplitude der aufgeprägten Schwingung als Gleichgröße beschrieben und ausgeregelt werden kann.

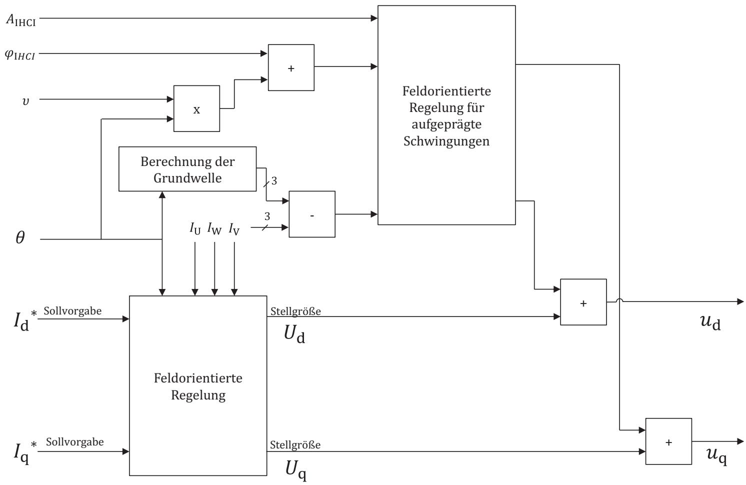


Abbildung 6.36: Aufgeprägte Schwingung in Strom durch überlagerte feldorientierte Regelung

Hiermit können vor allem die Strangströme direkt mit der entsprechenden Ordnung ν beeinflusst werden. Der Zusammenhang zwischen der Aufprägung im statorfesten Koordinatensystem und dem drehenden Koordinatensystem wird nachfolgend beschrieben.

Dabei ist die aufgeprägte Schwingung in den Phasenströmen mit der Amplitude A_ν und der Phasenlage φ_ν beschrieben und es gilt für diese Ströme:

$$I_U = I_{Usin} + I_{\nu U} = I_{Usin} + A_\nu \cdot \sin(\nu\theta + \varphi_\nu)$$

$$I_V = I_{Vsin} + I_{\nu V} = I_{Vsin} + A_\nu \cdot \sin\left(\nu\theta + \varphi_\nu - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad (6.26)$$

$$I_W = I_{Wsin} + I_{\nu W} = I_{Wsin} + A_\nu \cdot \sin\left(\nu\theta + \varphi_\nu - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Betrachtet man I_d $m$it

$$I_d = I_{dGrund} + I_{dOber} \qquad (6.27)$$

und

$$I_{dGrund} = \frac{2}{3}\left[I_{Usin} \cdot \cos\theta + I_{Usin} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{Usin} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$

ergibt sich daraus

$$I_{dOber} = A_\nu \cdot \sin(\theta(\nu - 1) + \varphi_\nu) \qquad (6.28)$$

dementsprechend gilt für I_q mit $I_q = I_{qGrund} + I_{qOber}$

$$I_{qOber} = A_\nu \cdot \cos(\theta(\nu - 1) + \varphi_\nu) \qquad (6.29)$$

Die Aufprägung hat also vor allem Auswirkungen auf die Ströme im drehenden Koordinatensystem mit der Ordnung $\nu - 1$.

Nachteil dieser Methode ist nur die Möglichkeit der direkten Beeinflussung der Ordnungen im statorfesten Koordinatensystem, welche als Folge eine Beeinflussung der Ströme im drehenden Koordinatensystem mit der Ordnung $\nu - 1$ haben.

Um hier eine nur in q- oder d-Richtung wirkende Oberschwingung aufzuprägen, wären zwei Regler für die jeweiligen Ordnungen notwendig, wie sich bereits in Gleichung (6.7) gezeigt hat.

Auch hier wird die Möglichkeit zur Aufprägung von Schwingungen mit der vorher gezeigten Darstellungsmöglichkeit angewandt (Abbildung 6.37), um die Linearität des Verfahrens und die Möglichkeit der Funktion zur Oberschwingungsreduzierung zu zeigen. In orange ist die Referenz ohne aufgeprägte Schwingungen gezeigt, in grün die Variation der Phase und Amplitude. In violett zeigt sich der Wert bei ausgeschalteter Oberschwingungs-Regelung.

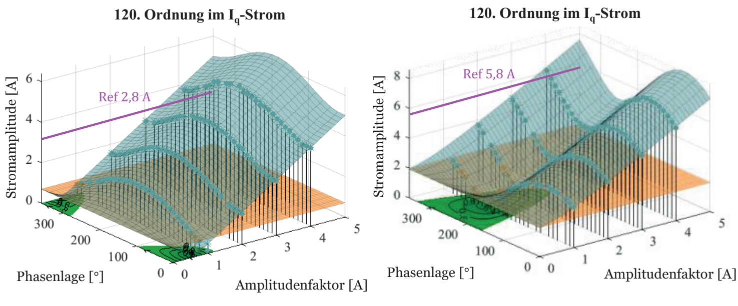


Abbildung 6.37: Einfluss der überlagerten Regelung auf die Ströme (links: 200 Nm, rechts: 400 Nm)

6.6 Messung am Gesamtfahrzeug

In Messungen am Gesamtfahrzeug werden die gezeigten Zusammenhänge und vor allem die Wirksamkeit eines vibroakustisch optimierten Steuerungsansatzes gezeigt. Hierfür wurde der Akustik-Rollenprüfstand der Schaeffler Engineering GmbH in Werdohl genutzt. Als Versuchsträger kam ein Ford Fiesta zum Einsatz, auf dessen Hinterachse zwei Radnabenantriebe verbaut sind. Im Gegensatz zu der auf den vorherigen Kapiteln vorgestellten Version des Radnabenantriebes „beta“ musste hier auf die aktuelle Version „gamma“ zurückgegriffen werden. Grund hierfür war dessen Verfügbarkeit im Fahrzeug. Die wesentlichen Unterschiede zur Version beta sind die geänderte Statortopologie (60 Zähne) und die geänderte Rotortopologie (gestaffelter Rotor).

Grundsätzlich ergeben sich aufgrund der geänderten Motortopologie und Konstruktion andere Ordnungen und Resonanzen. Die Messungen am Gesamtfahrzeug sollen jedoch auch zeigen, dass die Kompensationsmethode über die Ansteuerung der elektrischen Maschine generell geeignet ist, um akustischen Problemen im elektrifizierten Antriebsstrang zu entgegnen.

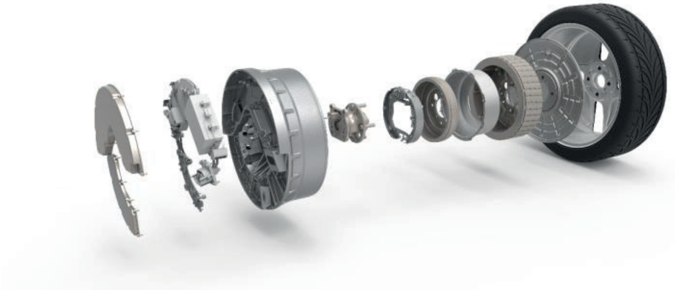


Abbildung 6.38: Explosionsdarstellung Radnabenantrieb „gamma“

Allgemeine Berechnung	**Ordnung EWD gamma**	**Hauptsächliche Ursprungskraft**
$2p \cdot i$	$40 \cdot i$	radiale Kräfte auf Stator → *asym. ÜW des Stators* → *resultierende Axialkraft*
$N \cdot i$	$60 \cdot i$	radiale Kräfte auf Rotor → *resultierende Axial-kräfte*
$N \cdot i \pm 1$	$60 \cdot i \pm 1$	radiale Kräfte auf Rotor → *asym. ÜW des Rotors* *+ Rotoreffekt*
$kgV(m, 2p) \cdot i$	$kgV(60{,}40) \cdot i$	tangentiale Kräfte (Lastpulsation) → *Übertragungspfad Stator stark ausgeprägt*
$kgV(N, 2p) \cdot i$	$kgV(60{,}40) \cdot i$	tangentiale Kräfte (Nutrastmoment) → *Übertragungspfad Stator stark ausgeprägt*

Tabelle 6.1: Entstehende Ordnungen beim EWD „gamma“

Es ist erkennbar, dass bei dieser Topologie die erste Harmonische der Lastpulsation und des Nutrastmoment auf die 120. Ordnung fällt, was bei diesem System auch die hautsächlich störende Anregungsordnung ist. Ein weiterer Anregungsmechanismus in diesem System sind Axialkräfte, welche aufgrund der nicht symmetrischen Staffelung des Rotors entstehen. So entstehen an den Rändern des Rotors sowie zwischen den Staffelungen Kräfte mit der gleichen Ordnungszahl der Drehmomentungleichförmigkeiten. Ebenso können diese aufgeteilt werden in stromabhängige und nicht stromabhängige Effekte.

6.6.1 Versuchsaufbau

Im Fahrzeuginnenraum wurden auf Kopfhöhe drei Mikrofone angebracht, um die vom Fahrer wahrnehmbaren Geräusche messen zu können. Da bei diesem Rollenprüfstand die linke und rechte Rolle an der Hinterachse gekoppelt sind, wurde eine Vorrichtung mit einem Luftbalken angefertigt (siehe Abbildung 7.4), um Messungen beim Fahrzeug mit nur einem drehenden Radnabenantrieb vornehmen zu können. Somit ist es möglich, im Fahrzeuginnenraum die Herkunft der akustischen Auffälligkeiten dem jeweiligen Radnabenantrieb zuzuordnen.

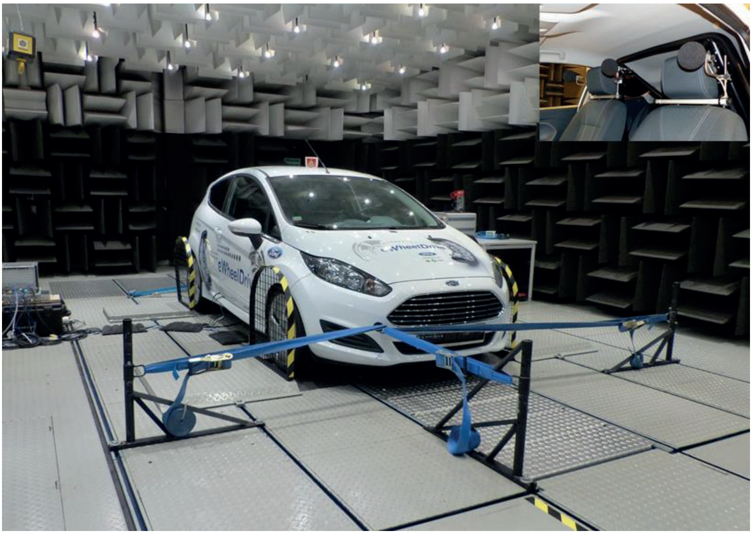


Abbildung 6.39: Akustischer Rollenprüfstand der Schaeffler Engineering GmbH

Eine genauere Beschreibung des Versuchsaufbaus ist in Kapitel A.3 zu finden.

6.6.2 Versuchsdurchführung und Ergebnisse

6.6.2.1 Kompensation Radnabenantrieb einzeln

Bei den Versuchen konnte ähnlich zu den Versuchen am AARP vorgegangen werden. Aufgrund des Aufbaus und der fehlenden direkten Rückkopplungsmöglichkeit in der Ansteuerungseinheit für den Radnabenantrieb im Gesamtfahrzeug wurde hier ein leicht abgeänderter Ablauf zur Bestimmung der akustisch optimalen Amplitude und Phasenlage verwendet. So wurde kein iteratives Verfahren verwendet, welches sich an die optimale Phasenlage und Amplitude annähert, sondern es wurden vorab Amplituden für eine Kompensation geschätzt und diese dann mit um 120° versetzten Phasenlagen nacheinander bei einer Drehzahlrampe des zu untersuchenden Bereichs aufgebracht. Extrahiert man nun aus diesen Messungen die zu untersuchende Ordnung, können aus den Messungen die vibroakustisch kompensierend wirkenden Parameterwerte (Amplitude und Phasenlage) der aufgeprägten Schwingung mit Hilfe der Gleichungen (6.9) bis (6.15) berechnet werden. Voraussetzung ist hier die Linearität des Systems, wobei hier aufgrund der vorausgegangen Versuche und Simulationen keine starken Nichtlinearitäten zu erwarten sind. Abbildung 6.40 zeigt den Prüfablauf für diese Vorgehensweise.

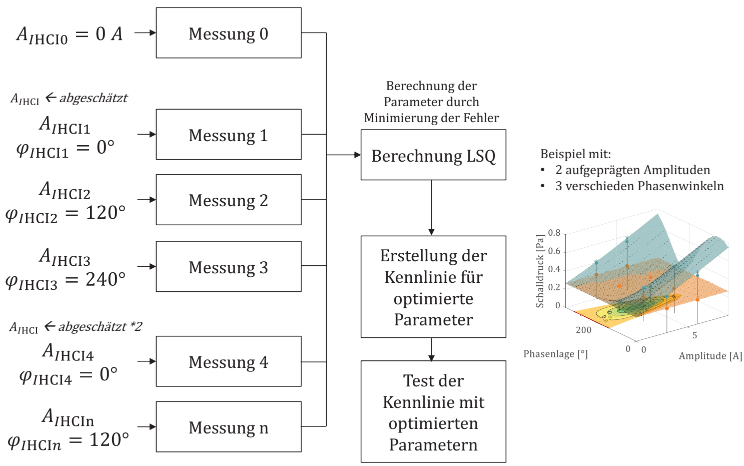


Abbildung 6.40: Ablauf Parameterberechnung im Gesamtfahrzeug

Vorteile des verwendeten Ablaufs:

- Durch Drehzahlrampe (alternativ Momentrampe) Berechnung der akustisch optimierten Parameter für alle Drehzahlen
- Wesentlich schnellere Möglichkeit für das System die Einstellparameter zu finden
- Einfache Möglichkeit zur Adaption der Methode bei Systemen, die nicht ohne Weiteres mit einer rückführenden Größe arbeiten können

Nachteile des verwendeten Ablaufs:

- Keine rückführende Größe und somit keine direkte Überprüfung, ob berechnete Amplitude und Phasenlage richtig ist, was bei Nichtlinearitäten, Störungen oder Fehlmessungen auftreten kann
- Keine konstante Drehzahl für die Fensterung, wodurch Ungenauigkeiten bei der Berechnung entstehen können

Für diese Untersuchung wurde vor allem die 120. Ordnung und die 40. Ordnung untersucht. Bei dieser Motortopologie ist die 120. Ordnung dem Drehmomentrippel und die 40. Ordnung den Radialkräften zuzuordnen (siehe Tabelle 6.1).

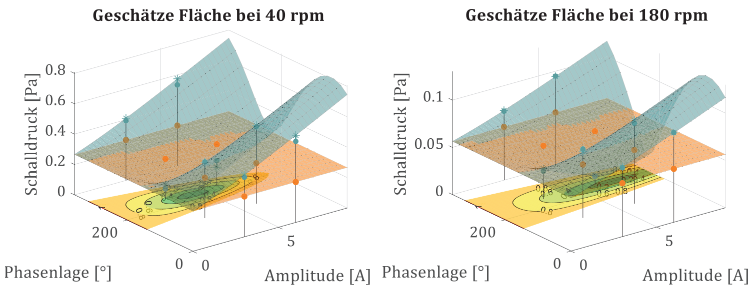


Abbildung 6.41: Veranschaulichung der Gleichung

So werden für unterschiedliche Drehzahlen die Amplituden und Phasenlagen der einzelnen Ordnungen dargestellt. Mit dem Bestimmtheitsmaß R^2 wird ein Wert bestimmt, welcher eine Aussage über die Güte des Modells trifft. Es berechnet sich aus

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{n} {e_i}^2}{\sum_{i=1}^{n} (y_i - \bar{y})^2} = 1 - \frac{unerklärte\ Variation}{Gesamtvariation} \qquad (6.30)$$

mit

$$y_i = \widehat{y_i} + e_i$$

wobei n die Anzahl der Beobachtungen, e_i der Fehler zwischen Modellwert y_i und Messung $\widehat{y_i}$ und $\bar{y}$ der Mittelwert der Messungen ist.

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \widehat{y_i}$$

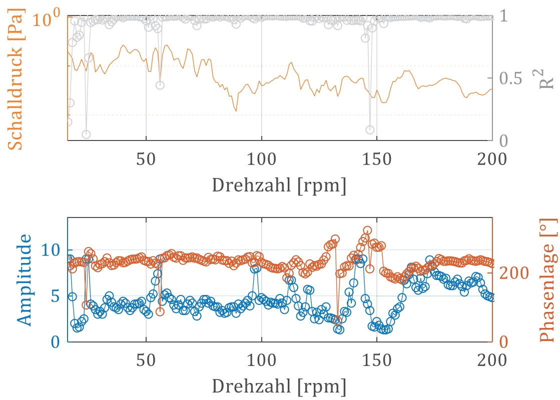


Abbildung 6.42: Berechnung der Parameter über Drehzahl

Abbildung 6.42 zeigt folgende Systemeigenschaften für eine vibroakustisch optimierte Ansteuerung:

Schlechtes Gütemaß vereinzelt bei 24, 56, 148 rpm

Grund hierfür ist einerseits die große Änderung der Amplitude und Phasenlage über die Drehzahl (24, 56 rpm), wodurch Ungenauigkeiten bei der Synchronisation der Messungen zu diesem Effekt geführt haben kann. Drehzahl 148 rpm hingegen deutet auf eine hohe notwendige Amplitude zur Kompensation hin, wobei Nichtlinearitäten im System eine größere Rolle spielen würden. Aufgrund des niedrigen Schalldruckpegels in diesem Bereich kann dieser Eintrag jedoch vernachlässigt werden.

Stark variierende Amplituden- und Phasenlagen im Bereich 24, 56, 95, 115,125, 145, 160 rpm

Grundsätzlich ist davon auszugehen, dass über die Drehzahl hinweg hauptsächlich direkt das Drehmomentrippel kompensiert wird. Dieser Bereich hingegen deutet darauf hin, dass auch andere Anregungsme-

chanismen in ihrer Resonanz in den Vordergrund treten können. Aufgeprägte Schwingungen in den Strömen führen hier zwar auch zu einer Kompensation der Schwingung an der Messstelle, allerdings nicht durch direkte Kompensation des ursprünglich störenden Kraft oder des Drehmomentrippels, sondern durch destruktive Überlagerung verschiedener Anregungsmechanismen. Weitere Untersuchungen haben gezeigt, dass hier der Anregungsmechanismus Axialkräfte sind, welche durch die nicht symmetrische Staffelung beziehungsweise Schrägung der Rotormagnete auftreten.

Aus den berechneten Parametern kann eine nutzbare Kennlinie erzeugt werden, indem die Werte unter einem bestimmten Gütemaß nicht berücksichtigt werden.

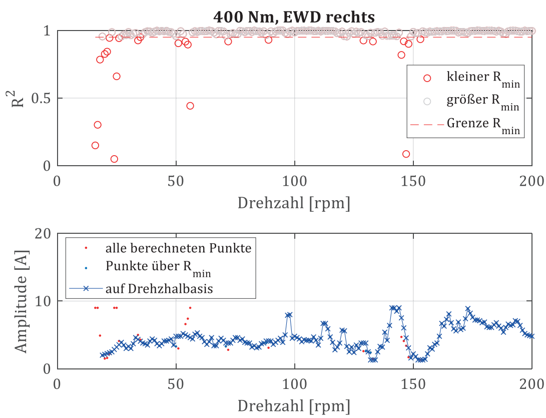


Abbildung 6.43: Veranschaulichung Punktauswahl über Gütemaß

Dieser Ablauf kann für alle Momente wiederholt werden, um ein Kennfeld zu generieren, welches für das jeweilige Rad nutzbar ist. In Abbildung 6.44 sind diese für den linken und den rechten Radnabenantrieb dargestellt. Es sind in der Amplitude leichte Unterschiede zwischen den Radnabenantrieben erkennbar. Gründe hierfür können leicht unterschiedliche Übertragungswege sowie eine unterschiedliche Anregung in den Radnabenantrieben sein.

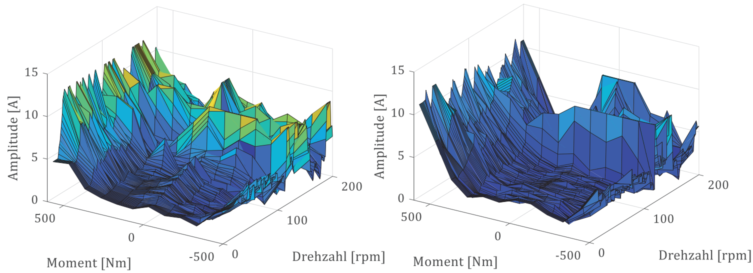


Abbildung 6.44: Kennfelder für linken E-WD (links) und rechten E-WD (rechts)

Die gezeigte Vorgehensweise konnte neben der 120. Ordnung auch erfolgreich auf die 40. Ordnung im Gesamtfahrzeug angewandt werden, wie Abbildung 6.46 zeigt.

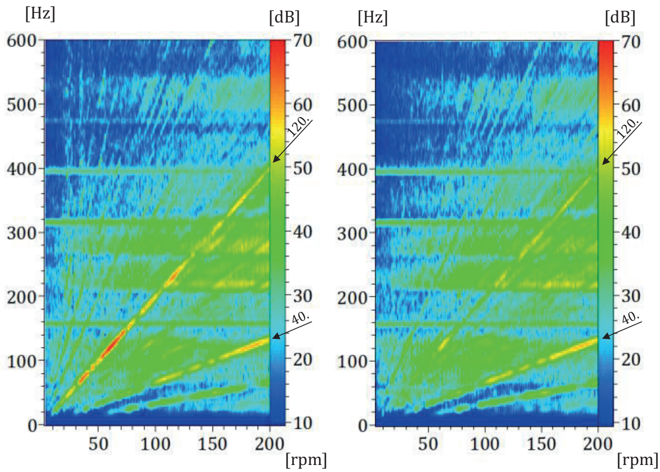


Abbildung 6.45: Schalldruck rechter E-WD ohne (links) und mit (rechts) HCI bei 400 Nm – 120. Ordnung

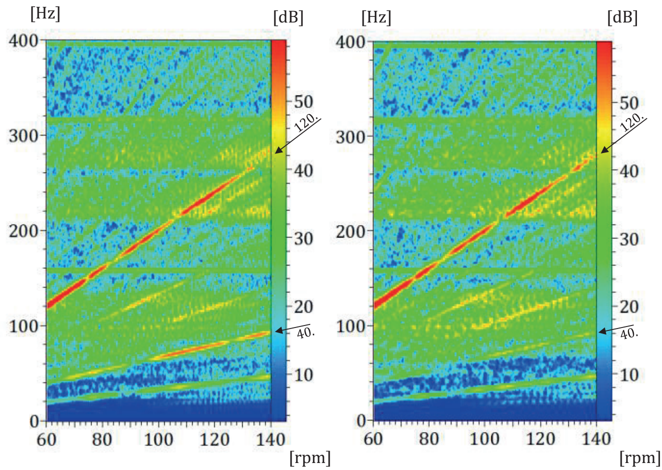


Abbildung 6.46: Schalldruck rechter E-WD mit/ohne HCI bei 400 rpm – 40. Ordnung

6.6.2.2 Kompensation gesamt

Mit Hilfe der entstandenen Kennfelder für den linken und den rechten Antrieb kann nun die Kompensation für den Schalldruck im Fahrzeuginnenraum bestimmt werden. Aufgrund von subjektiven Eindrücken, die während der Testreihen im Fahrzeug entstanden, wurden in den Versuchen am Gesamtfahrzeug mit beiden Antrieben ausschließlich die 120. Ordnung kompensiert, da diese den wesentlichen Beitrag für vibroakustische Störungen liefert. Die 40. Ordnung hingegen war subjektiv kaum wahrnehmbar. Die Messungen mit nur einem Antrieb zeigen jedoch, dass auch diese Ordnung durch aufgeprägte Schwingungen und der hier vorgestellten Methode sehr gut kompensierbar ist. Die Wirksamkeit der Methode konnte somit auch im Gesamtfahrzeug für das System Radnabenantrieb „gamma“ gezeigt werden. Aufgrund des notwendigen Implementierungsaufwandes in der integrierten Steuereinheit für aufgeprägte Schwingungen konnten nicht mehrere Ordnungskompensationen in einem Betriebspunkt gleichzeitig durchgeführt werden.

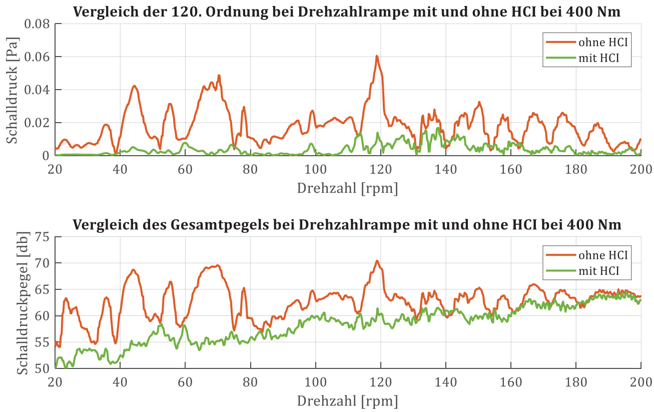


Abbildung 6.47: Vergleich mit beiden EWDs

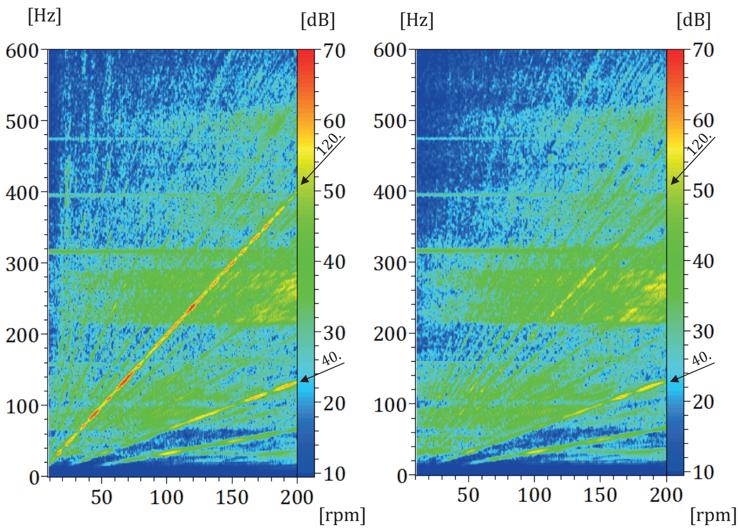


Abbildung 6.48: Vergleich mit beiden EWDs ohne (links) und mit (rechts) HCI

7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurden die grundlegenden Entstehungsmechanismen der vibroakustischen Störungen aufgezeigt und mit Hilfe eines multiphysikalischen Modells am Beispiel des Radnabenantriebs nachgebildet. Darauf aufbauend wurden mögliche Gegenmaßnahmen abgeleitet und ein vibroakustisch optimierter Steuerungsansatz beschrieben, untersucht und an einem speziell für diese Arbeit entwickelten Prüfaufbau sowie am Gesamtfahrzeug angewandt. Mit der im Zentrum der Arbeit stehenden neu entwickelten Suchmethodik zur Parameterfindung kann dieser Ansatz zur Kompensation elektromagnetischer Anregung in elektrischen Maschinen mit nur wenigen Messungen auf andere elektrische Maschinen übertragen werden.

7.1 Zusammenfassung

Die in der Arbeit beschriebenen Inhalte und Zusammenhänge können in zwei Themengebiete zusammengefasst werden.

Thema: Modellbildung und Simulation

Auf Basis einer 2D-FEM Simulation des magnetischen Feldes wurden die wirkenden Kräfte im Luftspalt genauer untersucht. Ebenso konnten die Übertragungspfade der Oberschwingungen im Strom zu den wirkenden Kräften beschrieben werden. Mit Hilfe dieser grundlegenden Untersuchungen wurden bekannte Simulationsmethoden miteinander verglichen und daraus eine neue Möglichkeit zur schnellen Berechnung der magnetischen Kräfte mit Berücksichtigung von Stromoberschwingungen entwickelt (Kraftrekonstruktion).

Ebenso wurden mechanische FEM-Modelle der verschiedenen Komponenten (Fahrwerk, Stator und Rotor) aufgebaut. Hier konnten die einzelnen Komponenten sowie das Gesamtsystem auf ihr Schwingungsverhalten untersucht und mit Ergebnissen aus den Experimenten verglichen werden.

Aus dem mechanischen und dem magnetischen Modell wurde ein multiphysikalisches Gesamtmodell entwickelt, welches Aufschluss über die Quellen und Ursachen vibroakustischer Effekte gibt. An diesem Modell wurden mögliche Gegenmaßnahmen getestet und bewertet.

Thema: Kompensation durch akustisch optimierte Ansteuerung

Der aktuelle Stand der Technik zu Möglichkeiten einer akustisch optimierten Ansteuerung wurde erläutert. Darauf aufbauend wurde eine Steuerungsmethode basierend auf aufgeprägten Schwingungen in den Strömen entwickelt und am Gesamtmodell getestet. Hierfür wurde eine Berechnungsmöglichkeit zur Bestimmung der vibroakustisch optimierten Parameter (Amplitude und Phasenlage) aufgezeigt, welche im Gesamtmodell verwendet werden kann. Für den Einsatz dieser Methode am Prüfstand ist ein Paramtersuchalgorithmus entwickelt worden, welcher einfach und effizient auch für andere Maschinen nutzbar ist. Dieser ermöglicht, neben der Verbesserung der vibroakustischen Eigenschaften, Informationen über die Herkunft der störenden Effekte zu erhalten (Stromoberschwingungen oder magnetisches Design). Anschließend wurde die vibroakustisch verbesserte Ansteuerungsmethode auf verschiedenen Stromregelverfahren angewandt und untersucht. Für das System des Radnabenantriebs wurde eine Kompensationsstrategie entwickelt, welche aber auch für andere elektrische Maschinen angewandt werden kann. Ebenso wurde ein Nachweis der Wirksamkeit am Gesamtfahrzeug mit geänderter Topologie der elektrischen Maschine erbracht.

Somit ergibt sich aus dem durch die Arbeit erworbenen Wissen folgender Nutzen in konkreten Anwendungsbeispielen:

- Verbesserung der vibroakustischen Eigenschaften durch Anpassung von Symmetrieeigenschaften in der Struktur und Magnetik
- Aufdecken des Minderungspotentials der von der Stromregelung verursachten vibroakustischen Störungen und dessen Anwendbarkeit für aufgeprägte Schwingungen
- Verbesserung des vibroakustischen Verhaltens in kritischen Betriebspunkten des Radnabenantriebs nach dem magnetischen und mechanischen Design-Freeze durch akustisch optimierten Steuerungsansatz
- Entwicklung einer universell einsetzbaren Methodik, um das vibroakustische Verhalten elektrischer Maschinen zu verbessern

7.2 Ausblick

Aus der Arbeit und der darin beschriebenen Modelle und entwickelten Methoden und Informationen ergeben sich aber auch neue Herausforderungen, die nicht vollständig gelöst oder abgearbeitet werden konnten und somit Potenzial für weitere Forschungsarbeiten liefern.

- Verbesserung des Simulationsmodells, um bereits vor der Erstellung erster Prototypen vibroakustisch kritische Mechanismen erkennen und besser einschätzen zu können und auch weitere mechanische Optimierungspotentiale aufzudecken
    - Materialparameter
    - Einfluss von Exzentrizitäten und Fertigungstoleranzen auf das Gesamtsystem
- Erweiterung des Modells um die Schallabstrahlung bis zum wahrnehmbaren Schalldruck in die Fahrzeugkabine
- Verbesserung des Regelverfahrens zum Aufprägen harmonischer Schwingungen
    - Weniger Beeinflussung bei mehreren Kompensationen mit verschiedenen Ordnungen
    - Keine oder weniger Nebenordnungen
    - Implementierung einer Regelung von Phase und Amplitude
- Erweiterung der Betriebsstrategie
    - Kompensationswirkung auf die Fahrzeuginsassen (z. B. durch Probandenstudie zur Erfassung der kritischen Punkte), um Betriebsstrategie zu verbessern
    - Entwicklung eines Komfortmodus (nur notwendig, wenn sehr hohe Amplituden zur Kompensation nötig wären), um den eventuellen erhöhten Energiebedarf zu minimieren

Weitere Anwendungsgebiete der modellgestützten Suchmethodik

Mit der Reduzierung beziehungsweise Kompensation von Beschleunigungen an der Längslenkerbuchse oder der Dämpfer- und Federkräfte kann auf ein verbessertes vibroakustisches Verhalten im Fahrzeuginnenraum geschlossen werden. Da jedoch für unterschiedliche Betriebspunkte unterschiedliche Anregungsordnungen und auch unterschiedliche Übertragungswege in der Fahrgastzelle kritisch sind, ist eine sinnvolle Ergänzung zu den bereits gewonnenen Erkenntnissen, wie zum Beispiel der Beschleunigungen am Sitz oder Lenkrad, um auch das gesamte vibroakustische Verhalten und deren Beeinflussungsmöglichkeiten innerhalb der Fahrzeugkabine zu untersuchen. Aus diesen Untersuchungen kann sich auch eine Konstruktionsmethode (Mechanik und Motortopolgie) entwickeln lassen, bei welcher aufgeprägte Schwingungen als Kompensationsmöglichkeit vorgesehen sind, um somit Zielkonflikten (zum Beispiel zwischen Akustik und Wirkungsgrad) zu entgegnen.

Weiterhin kann diese Methode genutzt werden, um an einem System eine Transferpfadanalyse oder Modalanalyse durchzuführen. Grundsätzlich werden diese Analysen mit Hilfe von externen Anregungsquellen, wie einem Shaker oder Impulshammer durchgeführt. Der Vorteil bei der Anregung durch die elektrische Maschine ist jedoch, dass diese das System in Bereichen anregen kann, die sehr wichtig, aber auch für externe Anregungsquellen schwer oder gar nicht erreichbar sind. Außerdem kann dadurch das System im laufenden Betrieb analysiert werden, was einen weiteren Vorteil darstellt.

Ebenso ergibt sich die Möglichkeit, durch gezieltes Aufbringen von Schwingungen das Fahrzeug besonders sportlich wirken zu lassen, wie zum Beispiel bei stark beschleunigter Fahrt. Während des Projektes hat sich auch gezeigt, dass auch der direkt vom Motor abgestrahlte Schall beeinflusst werden kann. Somit kann auch die von außen hörbare Akustik durch das Aufprägen von Schwingungen positiv beeinflusst werden. Ein weiteres Beispiel für die Verwendung aufgeprägter Schwingungen

ist, akustische Signale nach außen direkt vom Motorgehäuse abzugeben. Dies ist besonders sinnvoll, um die seit 2019 in Europa bestehenden gesetzlichen Bestimmungen zur Abgabe von Geräuschen zum Fußgängerschutz bei niedrigen Geschwindigkeiten zu erfüllen, was mit aufgeprägten Schwingungen in den Strömen auch ohne zusätzlichen Aktuator möglich sein kann.

Weiter ergibt sich die Möglichkeit, auch die spürbaren Effekte, welche nicht aus dem elektrischen Radnabenantrieb stammen, durch aktive Kompensation zu minimieren. Vor allem bei periodischen Signalen, die direkt mit der Motordrehzahl zusammenhängen, wären weiterführende Untersuchungen sehr interessant. So kommen bei Elektrofahrzeugen mit zentralem Elektromotor häufig Getriebestufen zum Einsatz, um die Vorteile eines hochdrehenden Elektromotors zu nutzen. Durch die Eingriffe der Verzahnung können hier Schwingungen entstehen, welchen mit aufgeprägten Schwingungen entgegengewirkt werden könnte.

A Anhang

Flexible Ansteuereinheit

Um geeignete und optimierte Ansteuerverfahren am Prüfstand testen zu können, wurde für diese Arbeit eine Ansteuereinheit aufgebaut, mit der auf alle Regelparameter Einfluss genommen werden kann. Für die Regelung wurde auf ein vom KIT am Elektrotechnischen Institut entwickeltes Signalprozessorsystem zurückgegriffen. Die Regelung wird in Simulink entworfen und kann über den Simulink Coder auf dem DSP ausgeführt werden. Mit einem Bussysstem kann der DSP Daten von A/D Wandlerkarten lesen, um Ströme, Winkel oder andere physikalische Werte zu messen und in der Regelung zu verarbeiten. Als Leistungselektronik kommt das HybridKit 2 von Infineon zum Einsatz, welches über den Signalprozessor gesteuert wird.

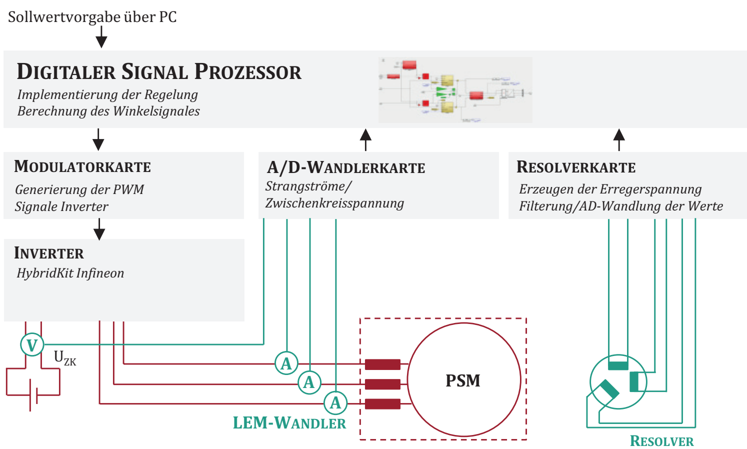


Abbildung 7.1: Aufbau der Ansteuereinheit

Prüfstandsadapter für Fahrwerk

Ebenfalls wurde im Zuge dieser Arbeit ein Prüfstandsadapter für den Allrad-Rollenprüfstand des Instituts für Fahrzeugsystemtechnik am KIT konstruiert und aufgebaut, mit dem die Möglichkeit geschaffen wurde, die bei einem Fahrzeug auf die Karosserie wirkenden Wechselkräfte genauer zu untersuchen. Genutzt wird der Adapter mit dem aus dem Versuchsträger stammenden Fahrwerk. Der Adapter wurde sehr steif ausgelegt, sodass dieser wenig Einfluss auf das vibroakustische Verhalten des Fahrwerks und des Radnabenantriebs hat. Durch die Möglichkeit Sand am Rücken der Adapterplatte in die dafür vorgesehenen Rohre und damit Dämpfung einzubringen, wird der Einfluss weiter minimiert. Zusätzlich besteht die Möglichkeit weitere versteifende Elemente in den Adapter einzubringen, um bei der Überlagerung von Resonanzen zwischen Eigenschwingungen des Adapters und des Prüflings unterscheiden zu können.

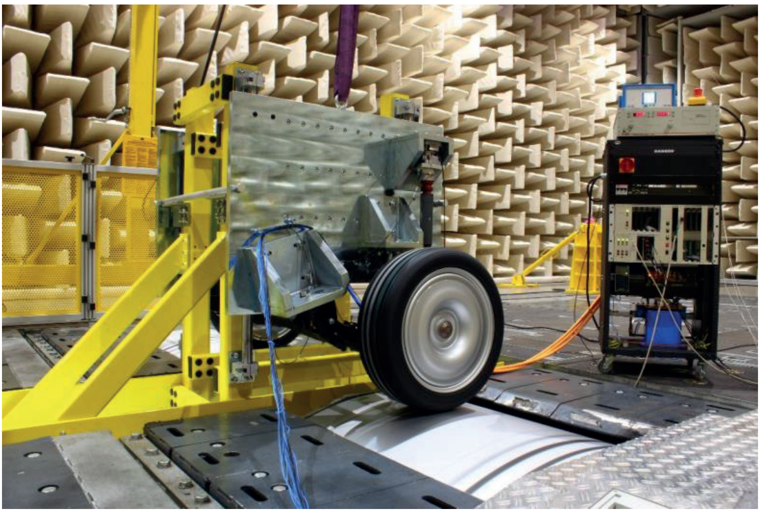


Abbildung 7.2: Aufbau des Prüfstandsadapters

Die auf die Karosserie beziehungsweise auf den Prüfstandsadapter wirkenden Kräfte können über eine Kraftmessdose, die hinter dem Dämpfer oder der Feder angebracht wird, gemessen werden. Weiterhin gibt es die Möglichkeit, über Beschleunigungssensoren an der Längslenkerbuchse, Feder oder Dämpfer, die Wechselkräfte abzuschätzen.

Motorenprüffeld

Eine weitere Möglichkeit den Radnabenantrieb auf sein vibro-akustisches Verhalten zu untersuchen ist das Motorenprüffeld des Elektrotechnischen Instituts (Abbildung 7.3). Dort besteht die Möglichkeit durch eine angeschlossene Abtriebsmaschine das Verhalten auch ohne den Einfluss des Fahrwerkes oder Reifens zu betrachten. Insbesondere war dort die Möglichkeit gegeben durch die verbaute Messwelle (3) auch das Drehmoment zu untersuchen. Allerdings ist man aufgrund der Rotationsmassen und Torsionssteifigkeit auf kleine Frequenzen beschränkt, da bei höheren Frequenzen das Drehmomentrippel entkoppelt wird. Zusätzlich wurde der Aufbau mit Beschleunigungssensoren beklebt, um auch diese am Statorgehäuse (1) und vor allem an der Statorplatten (2) genauer untersuchen zu können.

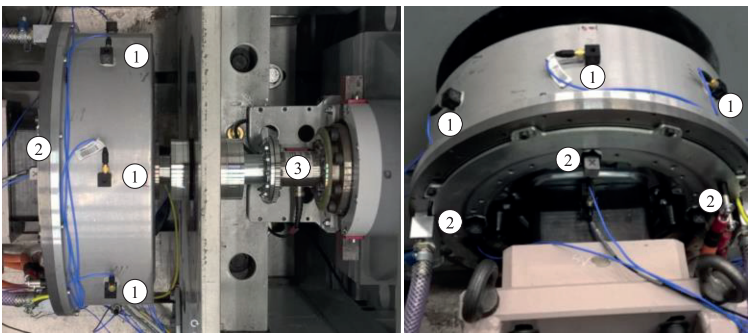


Abbildung 7.3: Aufbau am Motorenprüffeld

Gesamtfahrzeug am Rollenprüfstand

Zum Test der vibroakustisch optimierten Ansteuerungsmethode wurde der Versuchsträger, ein Ford Fiesta mit dem Radnabenantrieb der Version „gamma“, am akustisch verkleideten Rollenprüfstand der Schaeffler Engineering GmbH in Werdohl getestet. Um die Einflüsse der einzelnen Antriebe testen zu können, wurde hierfür eine Vorrichtung mit Luftbalken konstruiert und aufgebaut, sodass der Versuchsträger mit nur einem Radnabentrieb untersucht werden kann. Für die Messungen des vom Fahrer wahrgenommenen Geräusches wurden im Fahrzeuginnenraum auf Kopfhöhe drei Mikrofone installiert, welche den Luftschall aufnehmen.

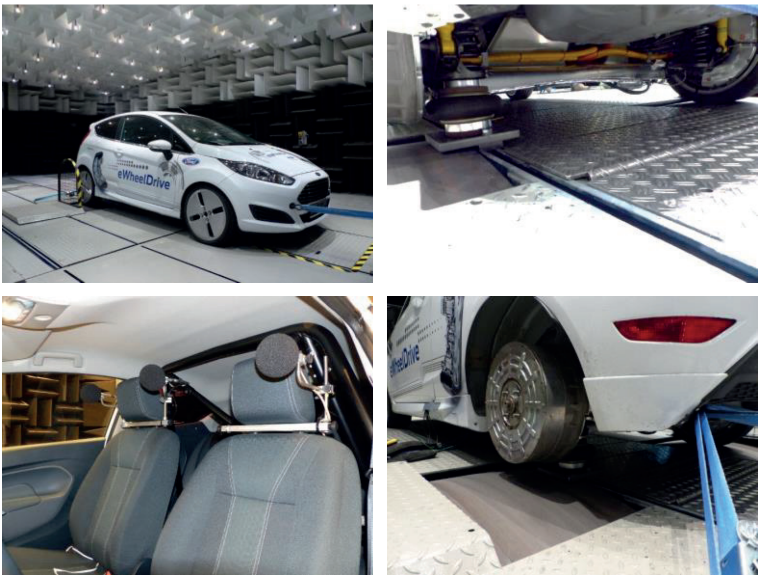


Abbildung 7.4: Abbildung des Versuchsaufbaus am Gesamtfahrzeug

Messergebnisse: Kompensationspotential

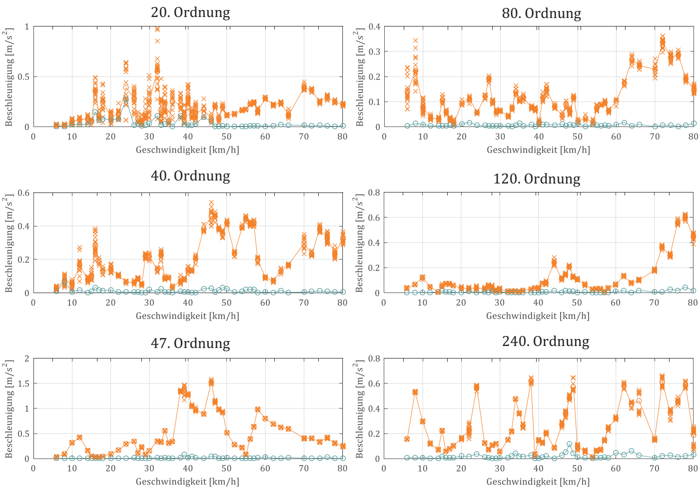


Abbildung 7.5: Kompensationspotential an LLBx

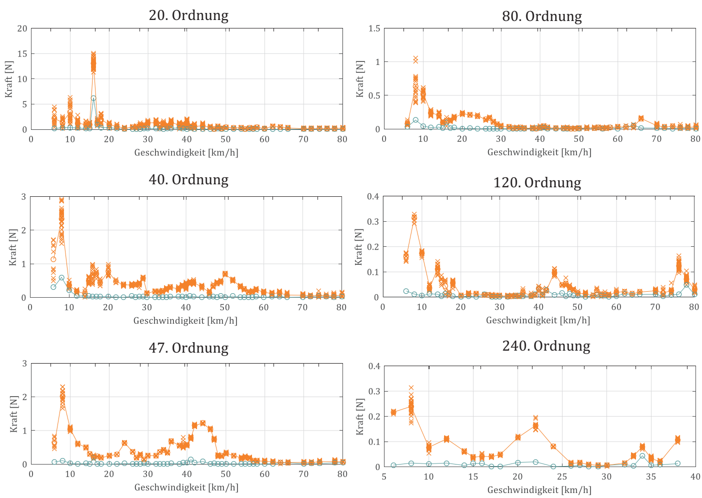


Abbildung 7.6: Kompensationspotential am Dämpfer

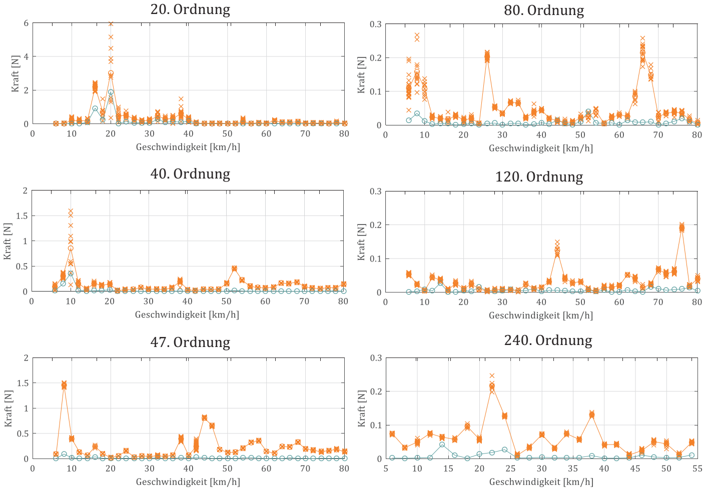


Abbildung 7.7: Kompensationspotential an Feder

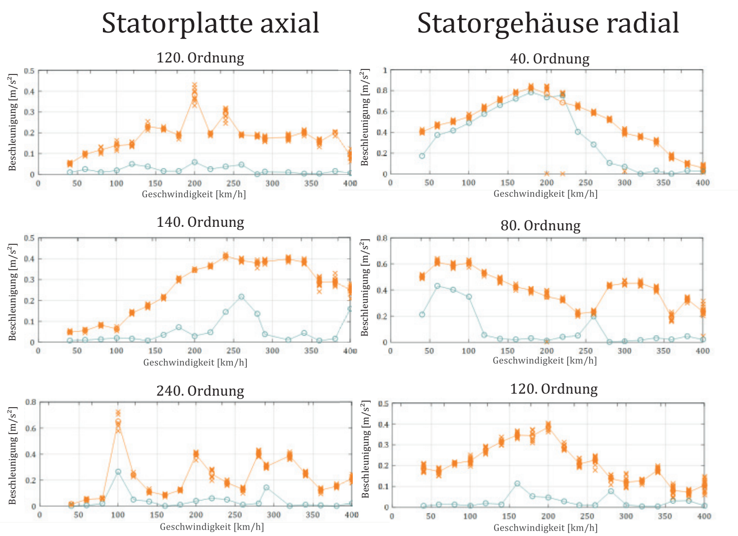


Abbildung 7.8: Kompensationspotential an Statorplatte und Statorgehäuse

Messergebnisse: Trennung der Quellen

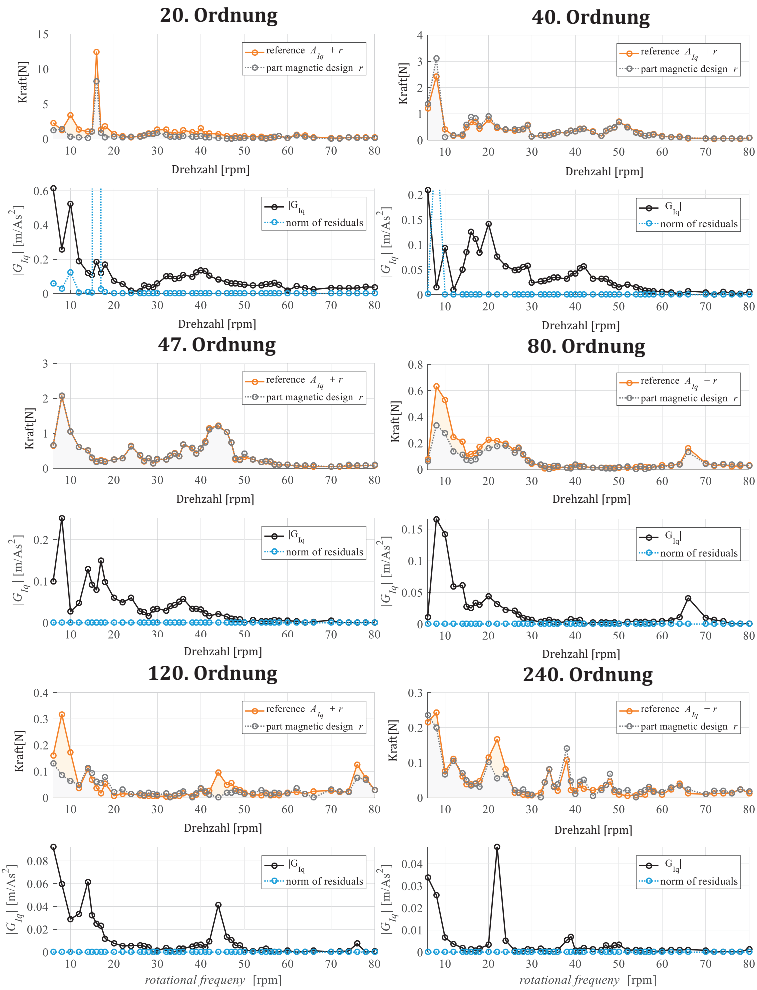


Abbildung 7.9: Trennung der Quellen am Dämpfer

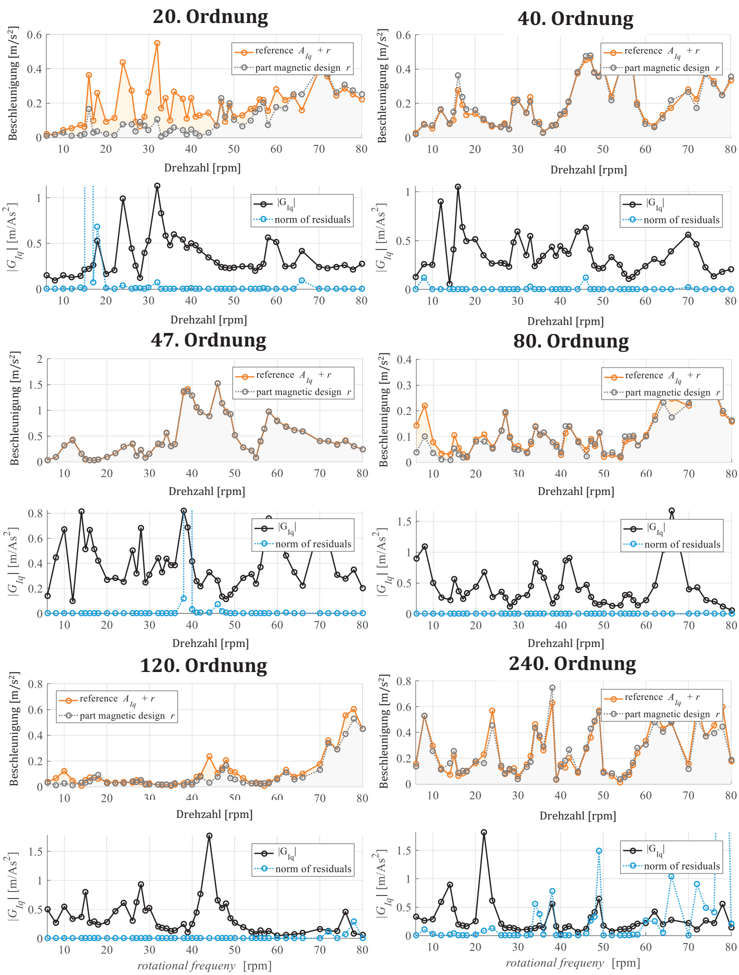


Abbildung 7.10: Trennung der Quellen LLBx

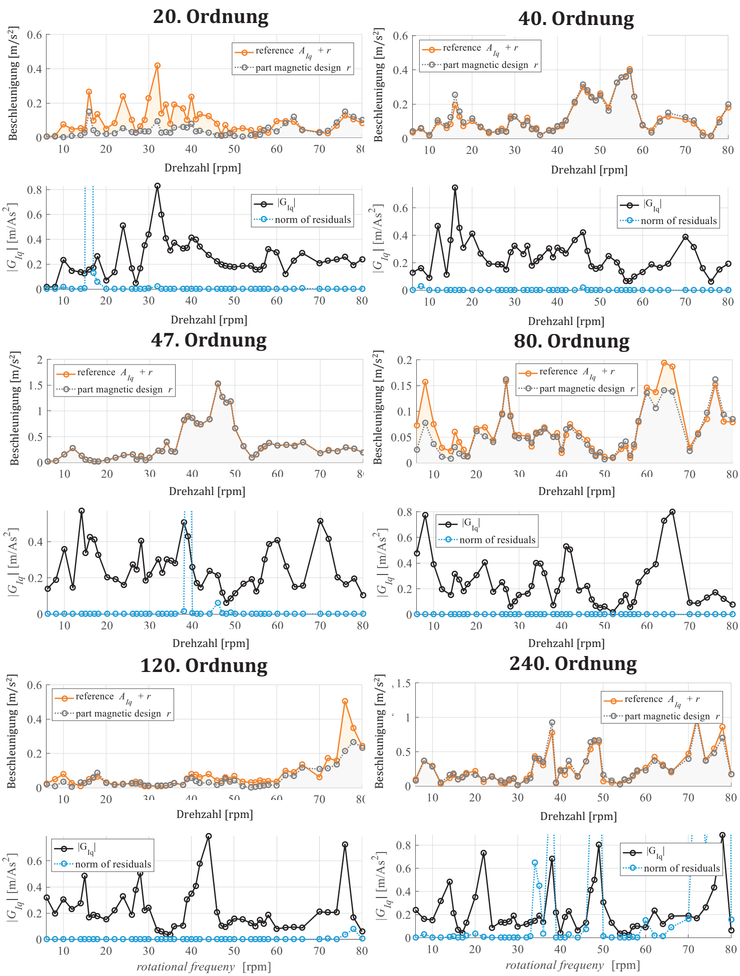


Abbildung 7.11: Trennung der Quellen LLBz

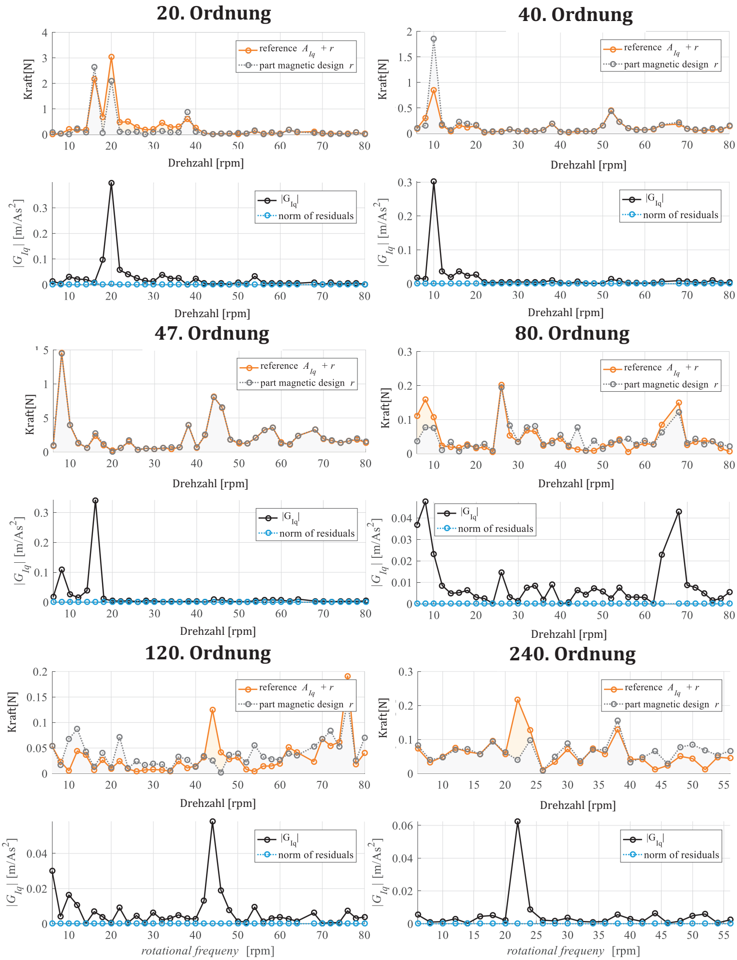


Abbildung 7.12: Trennung der Quellen Feder

B Verzeichnis der Formelzeichen

<u>Griechische Zeichen</u>

α	Kraftrichtung (x,y,z oder r=radial, t=tangential)
γ	Phasenverschiebung der Soll-Schwingung
δ	Phasenverschiebung der Übertragungsfunktion
θ	Rotorwinkel
θ_S	Statorwinkel
θ_ν	Rotorwinkel mit der Geschwindigkeit der Ordnung ν
μ_{Eisen}	Permeabilität Eisen
μ_{Luft}	Permeabilität Luft
μ_r	Magnetische Permeabilität
μ_0	Magnetische Feldkonstante
ϕ	Magnetischer Fluss
υ	Ordnungsnummer allgemein
υ_L	Ordnungsnummer der Lastpulsation
υ_R	Ordnungsnummer des Nutrastmomentes
υ_{rA}	Ordnungsnummer der räumlichen Anregung
υ_{tA}	Ordnungsnummer der zeitlichen Anregung
υ_{rA}	Ordnungsnummer für Anregung der Eigenfrequenz
φ_{d}	Phasenverschiebung der aufgeprägte Schwingung in Längsrichtung
φ_{IHCI}	Phasenlage für aufgeprägte Schwingung allgemein
φ_{q}	Phasenverschiebung der aufgeprägten Schwingung in Querrichtung
φ_{Zn}	Winkelmitte des n-ten Zahnes

φ_y	Winkel der gemessenen Größe
φ_υ	Oberschwingungsphasenlage bezogen auf die Ordnung υ (allgemein)
$\varphi_{\upsilon U}$	Oberschwingungsphasenlage bezogen auf die Ordnung υ im Phasenstrom U
ψ_{PM}	Flussverkettung der Permanentmagnete
ω	Winkelgeschwindigkeit

Lateinische Zeichen

a	Amplitudenverhältnis
$\hat{a}$	Amplitude für aufgeprägte Schwingung allgemein
A_{rges}	Amplitude der Störschwingung r_{ges}
A_{d}	Amplitude für aufgeprägte Schwingung in Längsrichtung
A_{IHCI}	Amplitude für aufgeprägte Schwingung allgemein
A_{N+20}	Amplitude der Nebenordnung +20 von der aufgeprägten Ordnung
A_{N-20}	Amplitude der Nebenordnung -20 von der aufgeprägten Ordnung
A_{Rot}	Amplitude einer sich mit der Ordnung o rotierenden Kraft
A_q	Amplitude für aufgeprägte Schwingung in Querrichtung
A_y	Amplitude der gemessenen Größe
A_υ	Oberschwingungsamplitude bezogen auf die Ordnung υ (allgemein)
$A_{\upsilon U}$	Oberschwingungsamplitude bezogen auf die Ordnung υ im Phasenstrom U
B	Magnetische Flussdichte
B_r	Magnetische Flussdichte in radialer Richtung
B_t	Magnetische Flussdichte in tangentialer Richtung
c	Steifigkeit im Anbindungspunkt
c_x	Steifigkeit am Radlager
c_y	Steifigkeit am Anbindungspunkt des Fahrwerkes zur Karosserie
D	Dämpfungsmatrix
e	Erwartungswert
e_i	Fehler
$\overrightarrow{e_{\mathrm{Re}}}$	Einheitsvektor der Realachse
f_e	Eigenfrequenz / Resonanzfrequenz
f_r	Kraftdichte in radialer Richtung

f_t	Kraftdichte in tangentialer Richtung
f_T	Taktfrequenz
F_F	Federkraft
$F_{F\alpha}$	Kraft am Anbindungspunkt in Richtung α (allgemein)
F_{Fr}	Kraft am Anbindungspunkt in radiale Richtung
F_{Fz}	Kraft am Anbindungspunkt in z-Richtung (axial)
F_{rn}	Radial auf den n-ten Statorzahn angreifende Kraft
F_r	Radialkräfte auf die Statorzähne allgemein
F_{Pj}^r	Kraft radial auf Pol j
F_{Pj}^t	Kraft tangential auf Pol j
F_{Zi}^r	Kraft radial auf Zahn i
F_{Zi}^t	Kraft tangential auf Zahn i
F_{RLx}	Kraft am Radlager in x-Richtung
F_{RLy}	Kraft am Radlager in y-Richtung
F_{Rot}	Kraft am Radlager (mit dem Rotor mitbewegend)
F_{tn}	Tangential auf den n-ten Statorzahn angreifende Kraft
F_{Lz}	Kraft am Radlager in axialer Richtung
F_{L_trans}	Kraft am Radlager in allen Richtungen, außer axial
F_{L_rot}	rotierende Kraft am Radlager
F_y	Kraft am Anbindungspunkt des Fahrwerkes zur Karosserie
G_{Id}	Gesamtübertragungsweg für aufgeprägte Schwingungen in d-Richtung
G_{IHCI}	Gesamtübertragungsweg für aufgeprägte Schwingungen allgemein
G_{Iq}	Gesamtübertragungsweg für aufgeprägte Schwingungen in q-Richtung
$G_{n,r\alpha}$	Mechanische Übertragungsfunktion des n-ten Zahnes in α-Richtung der radial wirkenden Kräfte
$G_{n,rx}$	Mechanische Übertragungsfunktion des n-ten Zahnes in x-Richtung der radial wirkenden Kräfte
$G_{n,ry}$	Mechanische Übertragungsfunktion des n-ten Zahnes in y-Richtung der radial wirkenden Kräfte

$G_{n,rz}$	Mechanische Übertragungsfunktion des n-ten Zahnes in z-Richtung der radial wirkenden Kräfte
$G_{Lz_F}^{mL}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Radlagers von axialer Richtung
$G_{L_F}^{mL}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Radlagers von allen Richtungen, außer axial
$G_{Pj_L}^{mRr}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Rotors von radialer Richtung des Poles j auf Radlager
$G_{Pj_L}^{mRt}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Rotors von tangentialer Richtung des Poles j auf Radlager
$G_{Pi_F}^{mRr}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Rotors von radialer Richtung des Poles j auf zum Fahrwerk
$G_{Pi_F}^{mRr}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Rotors tangentialer Richtung des Poles j auf zum Fahrwerk
$G_{Zi_F}^{mSr}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Stators von radialer Richtung des Zahns i auf zum Fahrwerk
$G_{Zi_F}^{mSt}$	Mechanische Übertragungsfunktion des Stators tangentialer Richtung des Zahns i zum Fahrwerk
G_{rZi}^{Id}	Magnetischer Übertragungsweg von I_d zur radial wirkenden Kraft auf den i-ten Zahn
G_{tZi}^{Id}	Magnetischer Übertragungsweg von I_d zur tangential wirkenden Kraft auf den i-ten Zahn
G_{rZi}^{Iq}	Magnetischer Übertragungsweg von I_q zur radial wirkenden Kraft auf den i-ten Zahn
G_{tZi}^{Iq}	Magnetischer Übertragungsweg von I_q zur tangential wirkenden Kraft auf den i-ten Zahn
G_{rPj}^{Id}	Magnetischer Übertragungsweg von I_d zur radial wirkenden Kraft auf den j-ten Pol
G_{tPj}^{Id}	Magnetischer Übertragungsweg von I_d zur tangential wirkenden Kraft auf den j-ten Pol
G_{rPj}^{Iq}	Magnetischer Übertragungsweg von I_q zur radial wirkenden Kraft auf den j-ten Pol

G_{tPj}^{Iq}	Magnetischer Übertragungsweg von I_q zur tangential wirkenden Kraft auf den j-ten Pol
G_F^{Id}	Gesamtübertragungsweg von I_d zum Fahrwerk
G_F^{Iq}	Gesamtübertragungsweg von I_q zum Fahrwerk
G_{rr}	Mechanische Übertragungsfunktion (radial zu radial)
G_{rz}	Mechanische Übertragungsfunktion (radial zu axial)
G_x	Resultierende mechanische Übertragungsfunktion in x-Richtung
G_y	Resultierende mechanische Übertragungsfunktion in y-Richtung
G_z	Resultierende mechanische Übertragungsfunktion in z-Richtung
H_c	Koerzitivfeldstärke
I_{auf}	Strom mit aufgeprägter Schwingung allgemein
I_d	Stromkomponente in Längsrichtung
I_{dGrund}	Konstantstrom in d-Richtung für die Grundwelle
I_{dOber}	Oberschwingungsbehafteter Strom in d-Richtung
$i_d{}^*$	Winkelabhängige Soll-Stromvorgabe in Längsrichtung
I_{HCI}	Strom mit Oberschwingungen
I_{Soll}	Sollstrom allgemein
I_{harm}	Harmonischer Strom bezogen auf Grundwelle
I_{konst}	Konstantstrom
I_q	Stromkomponente in Querrichtung
I_{qGrund}	Konstantstrom in q-Richtung für die Grundwelle
I_{qOber}	Oberschwingungsbehafteter Strom in q-Richtung
$i_q{}^*$	Winkelabhängige Soll-Stromvorgabe in q-Richtung
I_{Ref}	Referenzstrom ohne aufgeprägte Schwingungen
$I_{U,V,W}$	Strangströme
I_{UGrund}	Grundschwingung des Phasenstroms in U
I_{UOber}	Oberschwingung des Phasenstroms in U bezogen auf die Grundschwingung

I_{Usin}	Grundschwingung des Phasenstroms in U
I_{Soll}	Sollstrom
$I_{\nu U}$	Oberschwingung des Phasenstroms in U bezogen auf die Grundordnung ν
K	Steifigkeitsmatrix
$L_{\boldsymbol{q}}$	Induktivität in q-Richtung
$L_{\boldsymbol{d}}$	Induktivität in d-Richtung
m	Anzahl der Stränge im Motor
M	Massenmatrix oder Moment
M_{Soll}	Sollmoment
n	Drehzahl
N	Anzahl der Nuten im Motor
o	Ordnungszahl allgemein
p	Pohpaarzahl
$P_{\boldsymbol{Cu}}$	Verlustleistung aufgrund von Kupferverlusten
P_{Id}	Kompensationssignal als komplexen Kennwert für I_d
P_{Iq}	Kompensationssignal als komplexen Kennwert für I_q
q	Verschiebung am Anbindungspunkt
r	Störende Schwingung allgemein
R^2	Bestimmtheitsmaß der linearen Regression
r_{ges}	Störende Schwingung verursacht durch das aus dem magnetischen Design und Stromoberschwingungen
s	Laplace-Transformierte
s_{Zi}	Umfangsstrecke am Zahn im Luftspalt
s_{ax}	Axiale Länge des Luftspaltes
s_L	Umfangslänge des Luftspaltes
S	Störfaktor der Nebenordnungen
t	Zeit
U_q	Spannung in q-Richtung

U_d	Spannung in d-Richtung
w	Anzahl der Wiederholung der symmetrischen Wicklungen über den Umfang
x	Verschiebung
x_0	Testsignal ohne harmonische Schwingung
x_v	Testsignal mit harmonischer Schwingung
$\bar{y}$	Mittelwert
$\widehat{y_\iota}$	Messwert
y	Modellwert
y_{auf}	Messgröße mit aufgeprägter Schwingung
y_{Ref}	Referenzmessgröße ohne aufgeprägte Schwingung

C Abbildungsverzeichnis

D Literaturverzeichnis

[Ada14] Adams, C.; Skowronek, AdamBös, Joachim; Melz, T.: Minderung der Schallabstrahlung eines geregelten Permanentmagnet-Synchronmotors. In VDI-Bericht Nr. 2229, 2014.

[Alb14] Albers, A.; Fischer, J.; Behrendt, M.; Lieske, D.: Identification an definition of acoustic relevant limit values for electric vehicles. In 14th Stuttgart International Symposium, 2014; S. 1339–1354.

[Ara15] Aral Aktiengesellschaft: Trends beim Autokauf 2015. http://www.aral.de/content/dam/aral/Presse%20Assets/pdfs%20Brosch%C3%BCren/trends-beim-autokauf-2015.pdf.

[Ari01] Arians, G.: Numerische Berechnung der elektromagnetischen Feldverteilung, der strukturdynamischen Eigenschaften und der Geräusche von Asynchronmaschinen. Shaker, Aachen, 2001.

[Ben14] Benzel, T.; Möckel, A.: Active control of gear pair vibration with anelectronically commutated motor as actuator. In 2014 4th International Electric Drives Production Conference (E|DPC), 2014.

[Ben15] Benzel, T.; Möckel, A.: Active gear pair vibration control during non-static load and speed with an electronically commutated motor as actuator. In 10. ETG/GMM-Symposium Innovative Small Drives and Micro-Motor Systems, 2015.

[Bia02] Bianchi, N.; Bolognani, S.: Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors. In IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38; S. 1259–1265.

[Blu14] Blum, J.; Merwerth, J.; Herzog, H.-G.: Investigation of the segment order in step-skewed synchronous machines on noise and vibration. In 2014 4th International Electric Drives Production Conference (E|DPC), 2014.

[Bra12] Bracikowski, N.; Hecquet, M.; Brochet, P.; Shirinskii, S. V.: Multiphysics Modeling of a Permanent Magnet Synchronous Machine by Using Lumped Models. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59; S. 2426–2437.

[Bra13a] Braunisch, D.; Ponick, B.; Bramerdorfer, G.: Combined Analytical–Numerical Noise Calculation of Electrical Machines Considering Nonsinusoidal Mode Shapes. In IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49; S. 1407–1415.

[Bra13b] Bramerdorfer, G.; Amrhein, W.; Lanser, S.: PMSM for high demands on low torque ripple using optimized stator phase currents controlled by an iterative learning control algorithm. In Institute of Electrical and Electronics Engineers. Industrial Electronics Society. Annual Conference, 2013.

[Cha99] Chapman, P. L.; Sudhoff, S. D.: Optimal current control strategies for surface-mounted permanent-magnet synchronous machine drives - Energy Conversion, IEEE Transactions on. In IEEE Trans. On Energy Conversion (IEEE Transactions on Energy Conversion), Vol.14, No.4, 1999.

[Che16] Chen, X.; Hu, J.; Chen, K.; Peng, Z.: Modeling of electromagnetic torque considering saturation and magnetic field harmonics in permanent magnet synchronous motor for HEV. In Simulation Modelling Practice and Theory, 2016, 66; S. 212–225.

[Chu16] Chunyan Lai, Guodong Feng, K.Lakshmi Varaha Iyer, Kaushik Mukherjee, Narayan Kar: Genetic Algorithm based Current Optimization for Torque Ripple Reduction of Interior PMSMs. In Electrical Machines (ICEM), XXII International Conference on, 2016.

[Dep16] Depner, N.; Graaf, R.; Spahl, R.; Wielgos, S.: Fahrzeugkonzept mit elektrischem Radnabenantrieb. In ATZ-Automobiltechnische Zeitschrift 118.2, 2016; S. 46–51.

[DiT16] DiTan; Lu, C.: The Influence of the Magnetic Force Generated by the In-Wheel Motor on the Vertical and Lateral Coupling Dynamics of Electric Vehicles. In IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65; S. 4655–4668.

[Dup12] Dupont, J.-B.; Bouvet, P.: Multiphysics Modelling to Simulate the Noise of an Automotive Electric Motor. In Multiphysics modelling to simulate the noise of an automotive electric motor. No. 2012-01-1520. SAE Technical Paper, 2012.

[Dup14] Dupont, J.-B.; Lanfranchi, V.: Noise radiated by a permanent magnet synchronous motor: Simulation methodology and influence of motor defects. In International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2014; S. 1321–1327.

[Dup18] Dupont, J.-B.; Bouvet, P.: Noise Radiated by Electric Motors: Simulation Process and Optimization of the PWM Strategy. In 10th International Styrian Noise, Vibration & Harshness Congress: The European Automotive Noise Conference, 2018.

[Fan14] Fang, Y.; Zhang, T.: Modeling and Analysis of Electric Powertrain NVH Under Multi-source Dynamic Excitation. In SAE 2014 International Powertrain, Fuels & Lubricants Meeting, 2014.

[Fen18] Feng, G.; Lai, C.; Kar, N. C.: Practical Testing Solutions to Optimal Stator Harmonic Current Design for PMSM Torque Ripple Minimization Using Speed Harmonics. In IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33; S. 5181–5191.

[Gem15] Gemaßmer, T.: Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten. Dissertation, KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2015.

[Geo13] Geoffriault, M.; Godoy, E.; Beauvois, D.; Favennec, G.: Active reduction of vibrations in synchronous motors by use of an estimator. In IEEE International Conference on Control Applications (CCA), 2013; S. 808–813.

[Geu08] Geun-Ho, L.; Sung-Il, K.; Jung-Pyo, H.; Ji-Hyung, B.: Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current. In IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44; S. 1582–1585.

[Gie06] Gieras, J. F.; Lai, J. C.; Wang, C.: Noise of polyphase electric motors. CRC/Taylor & Francis, Boca Raton, FL, 2006.

[Gur12] Gurakuq Dajaku, D. G.: A Novel 12-Teeth/10-Poles PM Machine with Flux Barriers in Stator Yoke. In 20th International Conference on Electrical Machines, 2012; S. 36–40.

[Har18] Harries, M.; Hensgens, M.; Doncker, R. W. de: Noise Reduction Via Harmonic Current Injection for Concentrated-Winding Permanent Magnet Synchronous Machines. In 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2018; S. 1157–1162.

[He15] He, K.: Bewertung des akustischen Verhaltens von permanenterregten Synchronmaschinen. In Institut für Dynamik und Schwingungen Technische Universität Braunschweig, Masterarbeit, 2015.

[Hol96] Holtz, J.; Springob, L.: Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 43; S. 309–320.

[Hum12] Humbert, L.; Pellerey, P.; Cristaudo, S.: Electromagnetic and Structural Coupled Simulation to Investigate NVH Behavior of an Electrical Automotive Powertrain. In SAE International Journal of Alternative Powertrains, 2012, 1; S. 395–404.

[Hwa14] Hwang, J.-C.; Wei, H.-T.: The Current Harmonics Elimination Control Strategy for Six-Leg Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. In IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29; S. 3032–3040.

[Ish11] Ishikawa, T.; Yamada, M.; Kurita, N.: Design of Magnet Arrangement in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Response Surface Methodology in Consideration of Torque and Vibration. In IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47; S. 1290–1293.

[Isl10] Islam, R.; Husain, I.: Analytical Model for Predicting Noise and Vibration in Permanent-Magnet Synchronous Motors. In IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46/6, 2010.

[Jah96] Jahns, T. M.; Soong, W. L.: Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives-a review. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 43; S. 321–330.

[Jea08] Jean Le Besnerais: Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines - low-noise design rules and multi-objective optimisation, 2008.

[Jea12] Jean-Baptiste Dupont, Pascal Bouvet, Louis Humbert: Vibroacoustic simulation of an electric motor: methodology and focus on the structural FEM representativity. Palais des Congrès et des Expositions de Marseille, Marseille, France, 02-05 September, 2012. IEEE, Piscataway, NJ, 2012.

[Jor50] Jordan, H.: Geräuscharme Elektromotoren: Lärmbildung und Lärmbeseitigung bei Elektromotoren. Girardet, Essen, 1950.

[Jun11] Jung, J.-W.; Kim, D.-J.; Hong, J.-P.; Lee, G.-H.; Jeon, S.-M.: Experimental Verification and Effects of Step Skewed Rotor Type IPMSM on Vibration and Noise. In IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47; S. 3661–3664.

[Jur03] Jurisch, F.: Nutrastmomente in elektrischen Maschinen: Neue Betrachtungsweise und Maßnahmen zur gezielten Beeinflussung. In SPS/IPCDRIVES, 2003.

[Kar16] Karttunen, J.; Kallio, S.; Peltoniemi, P.; Silventoinen, P.: Current Harmonic Compensation in Dual Three-Phase PMSMs Using a Disturbance Observer. In Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63; S. 583–594.

[Kes16] Kesten, J.: Erstellung und Analyse eines elektromagnetischen FEM-Modells unter Berücksichtigung von Exzentrizitäten. In Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Fahrzeugsystemtechnik, Bachelorarbeit, 2016.

[Kho08] Khoobroo, A.; Fahimi, B.; Pekarek, S. D.: A New Field Reconstruction Method for Permanent Magnet Synchronous Machines. In 34th Annual Conference of IEEE (IECON), 2008; S. 2009–2013.

[Knö15] Knödler, J. B.: Modellierung und FEM-basierte Analyse der Übertragungswege des Fahrwerks eines Radnabenantriebs. In Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Fahrzeugsystemtechnik, Abschlussarbeit, 2015.

[Kra17] Krahe, D.: Entwicklung eines multiphysikalischen 3D-FEM modells einer permanenterregten Synchronmaschine zur Bestimmung der vibroakustischen Eigenschaften. In Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Fahrzeugsystemtechnik, Abschlussarbeit, 2017.

[Kro10] Krotsch, J.; Piepenbreier, B.: Harmonic Diversity and Determining Factors of Radial Forces in External Rotor Permanent Magnet Synchronous Motors with Concentrated Windings. In 39th International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010.

[Kro11] Krotsch, J.; Ley, T.; Piepenbreier, B.: Reduction of Torque and Radial Force Fluctuation in Permanent Magnet Synchronous Motors by Means of Multi-Objective Optimization. In International Electric Drives Production Conference; International Conference Electric Drives Production, 2011, S.40-48.

Drives Production Conference; International Conference Electric Drives Production, 2011.

[Kro12] Krotsch, J.; Piepenbreier, B.: Radial Forces in External Rotor Permanent Magnet Synchronous Motors With Non-Overlapping Windings. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59; S. 2267–2276.

[Kur18] Kuroishi, M.; Saito, A.: Effects of Magnetostriction on Electromagnetic Motor Vibration at Sideband Frequencies. In IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54; S. 1–8.

[LeB16] LeBesnerais, J.: Fast Prediction of Variable-Speed Acoustic Noise and Vibrations due to Magnetic Forces in Electrical Machines. In 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM) S. 2259-2265, 2016.

[Lee11] Lee, S.-K.; Kang, G.-H.; Hur, J.: Analysis of radial forces in 100kW IPM machines for ship considering stator and rotor eccentricity. In 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011; S. 2457–2461.

[Lee16] Lee, G.-D.; Kim, G.-T.: The Equilibrium Design of Radial Magnetic Force for Reduction of Vibration in IPM type BLDC Motor. In Journal of Electrical Engineering and Technology, 2016, 11; S. 377–382.

[LeH86] LeHuy, H.; Perret, R.; Feuillet, R.: Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives. In IEEE Transactions on Industry Applications, 1986; S. 748–755.

[LiZ09] LiZhu; Jiang, S. Z.; Zhu, Z. Q.; Chan, C. C.: Analytical Methods for Minimizing Cogging Torque in Permanent-Magnet Machines. In IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45; S. 2023–2031.

[Lu15] Lu, J.; Yang, J.; Ma, Y.; Ren, R.: Compensation for harmonic flux and current of permanent magnet synchronous motor by harmonic voltage, 2015; S. 1–5.

[Mal14] Malachow, A.: Numerische Schwingungsanalyse des Stators eines elektrischen Radnabenantriebes. In Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Fahrzeugsystemtechnik, Masterarbeit, 2014.

[Mar12] Maren Hawighorst, P. T.: Sound characteristics of electric cars – perception and impact. In 12th Stuttgart International Symposium Automotive and Engine Technology, ATZ live, 2012; S. 133–145.

[Mar13] Martin Mohr; Oszkar Biro; Andrej Stermecki; Franz Diwoky: An Extended Finite Element Based Model Approach for Permanent Magnet Synchronous Machines Including Rotor Eccentricity. In 39th Annual Conference of the IEEE (IECON), 2013; S. 2596–2601.

[Mel07] Melkebeek, J.; Hilgert, T.; Vandevelde, L.: Numerical analysis of the contribution of magnetic forces and magnetostriction to the vibrations in induction machines. In IET Science, Measurement & Technology, 2007, 1; S. 21–24.

[Mey10] Meyer, M.: Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen. In Universität Paderborn, Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik, PhD Thesis, 2010.

[Mic14] Michon, M.; Holehouse, R. C.; Atallah, K.; Johnstone, G.: Effect of Rotor Eccentricity in Large Synchronous Machines. In IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50; S. 1–4.

[Mil15] Millithaler, P.: Dynamic behaviour of electric machine stators: modelling guidelines for efficient finite-element simulations and design specifications for noise reduction. In Université de Franche-Comté, PhD Thesis, 2015.

[Mue00] Mueller, G.; Groth, C.: FEM fuer Praktiker: Basiswissen und Arbeitsbeispiele zur Finite-Element-Methode mit dem FE-Programm ANSYS Rev. 5.5. Expert-Verlag, Tübingen, 2000.

[Nak11] Nakao, N.; Akatsu, K.: Torque Ripple Compensation Based on Instantaneous Torque Estimation in Permanent Magnet Synchronous Motors. In Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011; S. 989–994.

[Nus10] Nuss, U.: Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe. VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, 2010.

[Öks16] Öksüztepe, E.; Erken, F.; Kürüm, H.: Online adaptive decision fusion based torque ripple reduction in permanent magnet synchronous motor. In IET Electric Power Applications, 2016, 10; S. 189–196.

[Öze16] Özer, S.: Entwicklung eines Modells der auf einen Elektromotor wirkenden Kräfte basierend auf der Feldrekonstruktionsmethode. In Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Fahrzeugsystemtechnik, Bachelorarbeit, 2016.

[Pau14] Paul, T.: Modellierung und numerische Simulation der Rotoreinheit eines Radnabenatriebs. In Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Fahrzeugsystemtechnik, Bachelorarbeit, 2014.

[Pel12a] Pellerey, P.; Lanfranchi, V.; Friedrich, G.: Coupled Numerical Simulation Between Electromagnetic and Structural Models. Influence of the Supply Harmonics for Synchronous Machine Vibrations. In IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48; S. 983–986.

[Pel12b] Pellerey, P.; Favennec, G.; Lanfranchi, V.; Friedrich, G.: Active reduction of electrical machines magnetic noise by the control of low frequency current harmonics: IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012; S. 1654–1659.

[Pet15] Petrov, I.; Ponomarev, P.; Alexandrova, Y.; Pyrhonen, J.: Unequal Teeth Widths for Torque Ripple Reduction in Permanent Magnet Synchronous Machines With Fractional-Slot Non-Overlapping Windings. In IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51; S. 1–9.

[Pie12] Pierre Pellerey, Vincent Lanfranchi, Guy Friedrich: Numerical Simulations of Rotor Dynamic Eccentricity Effects on Synchronous Machine Vibrations for Full Run Up. Palais des Congrès et des Expositions de Marseille, Marseille, France, 02-05 September, 2012. In 20th International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2012; S. 3008–3014.

[Pil18] Pile, R.; Devillers, E.; Le Besnerais, J.: Comparison of Main Magnetic Force Computation Methods for Noise and Vibration Assessment in Electrical Machines. In IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54; S. 1–13.

[Pon10] Ponick, B.: Berechnung und Analyse von Magnetgeräuschen in elektrischen Maschinen. https://www.ial.uni-hannover.de/fileadmin/institut/pdf/Jahresberichte/Zweijahresbericht_IAL_14_15.pdf, 28.10.2015.

[Put15] Putri, A. K.; Rick, S.; Franck, D.; Hameyer, K.: Application of sinusoidal field pole in a permanent magnet synchronous machine to improve the acoustic behavior considering the MTPA and MTPV operation area. In Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2015; S. 1359–1365.

[Put16] Putri, A. K.; Rick, S.; Franck, D.; Hameyer, K.: Application of Sinusoidal Field Pole in a Permanent-Magnet Synchronous Machine to Improve the NVH Behavior Considering the MTPA and MTPV Operation Area. In IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52; S. 2280–2288.

[Qi15] Qi, F.; Wang, X.: A Study on the Reduction of Noise in Rounded Square PMDC Motors Using the Harmonic Injection Method. In Acoustics Australia, 2015, 43; S. 109–116.

[Rab96] Rabinovici, R.: Magnetic field analysis of permanent magnet motors. In IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32; S. 265–269.

[Ric15a] Rick S.; Putri, A. K.; Franck, D.; Hameyer K.: Hybrid acoustic model of electric vehicles: Forceexcitation in permanent magnet synchronousmachines. In IEEE Transactions on Industry Applications, 2015; S. 2979–2987.

[Ric15b] Rick, S.; Wegerhoff, M.; Klein, J.: E-MOTIVE NVH-Simulationsmodell. Modellbildung zur NVH Simulation eines E-MOTIVE Antriebsstrangs. In FVA eV, 2015.

[Ric15c] Richter, J.; Lannert, T.; Gemaßmer, T.; Doppelbauer, M.: Mitigation of Current Harmonics in Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics. In Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2015; S. 1–8.

[Sai16a] Saito, A.; Kuroishi, M.; Nakai, H.: Vibration Prediction Method of Electric Machines by using Experimental Transfer Function and Magnetostatic Finite Element Analysis. In Journal of Physics: Conference Series, 2016, 744.

[Sai16b] Saito, A.; Kuroishi, M.; Nakai, H.: Empirical Vibration Synthesis Method for Electric Machines by Transfer Functions and Electromagnetic Analysis. In IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016; S. 1601–1609.

[San09] Sang-Ho Lee; Jung-Pyo Hong; Sang-Moon Hwang; Woo-Taik Lee; Ji-Young Lee; Young-Kyoun Kim: Optimal Design for Noise Reduction in Interior Permanent-Magnet Motor. In IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45; S. 1954–1960.

[Sch07] Schlensok, C.; Schmüllinger, B.; Hameyer, K.: Electromagnetically excited audible noise–evaluation and optimization of electrical machines by numerical simulation. In COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, 2007.

[Sch15] Schröder, D.: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen. Springer, Berlin [u.a.], 2015.

[Str17a] Straub, C.: Untersuchung verschiedener Methoden zur Realisierung einer aktiven Vibrations- und Geräuschauslöschung an einem elektrischen Radnabenantrieb. Masterarbeit, KIT, FAST, 2017.

[Str17b] Stretz, D.; Nees, D.; Gauterin, F.; Kolb, J.; Kurch, M.: Influence of the symmetric structure of a wheel hub drive on the vibro-acoustic behaviour of electric vehicles due to magnetic forces. In International Journal of Vehicle Noise and Vibration, 2017, 13; S. 164–186.

[Suk14] Sukowski, H.; Kühler, R. M.; van de Par S.; Weber R.: Development and application of a new adjective list for the assessment of interior sounds of electric vehicles. In Forum Acusticum, 2014.

[Sun05] Sung-Il Kim; Ji-Young Lee; Young-Kyoun Kim; Jung-Pyo Hong; Hur, Y.; Yeon-Hwan Jung: Optimization for reduction of torque ripple in interior permanent magnet motor by using the Taguchi method. In IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41; S. 1796–1799.

[Sun11] Sun, T.; Kim, J.-M.; Lee, G.-H.; Hong, J.-P.; Choi, M.-R.: Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor. In IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47; S. 1038–1041.

[Tin09] Tin Lun Lam; Yangsheng Xu; Guoqing Xu: IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2009. ICRA '09 ; Kobe, Japan, 12 - 17 May 2009. IEEE, Piscataway, NJ, 2009.

[Tor11] Torregrossa, D.; Peyraut, F.; Fahimi, B.; M'Boua, J.; Miraoui, A.: Multiphysics Finite-Element Modeling for Vibration and Acoustic Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine. In IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26; S. 490–500.

[Tor12] Torregrossa, D.; Khoobroo, A.; Fahimi, B.: Prediction of Acoustic Noise and Torque Pulsation in PM Synchronous Machines With Static Eccentricity and Partial Demagnetization Using Field Reconstruction Method. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59; S. 934–944.

[van12] van der Giet, M.; Kasper, K.; Doncker, R. W. de; Hameyer, K.: Material parameters for the structural dynamic simulation of electrical machines. In 20th International Conference (ICEM), 2012; S. 2994–3000.

[van16] van Keymeulen, J.; Nussmann, C.; Steffens, C.; Eisele, G.: Auslegung von Motorlagern aus NVH-Sicht. In ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift, 2016, 118; S. 26–31.

[Ver15] Verez, G.; Barakat, G.; Amara, Y.; Hoblos, G.: Impact of Pole and Slot Combination on Vibrations and Noise of Electromagnetic Origins in Permanent Magnet Synchronous Motors. In IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51; S. 1–4.

[Vij98] Vijayraghavan, P.; Krishnan, R.: Noise in Electric Machines: A Review. In IEEE Transactions on Industry Applications, 1998; S. 1007–1013.

[Wan13] Wang, A.; Wang, C.; Xu, L.; Alsmadi, Y.: Reducing torque pulsation in interior permanent magnet machine with FSCW for hybrid electric vehicle. In 39th Annual Conference of the IEEE (IECON), 2013; S. 3078–3083.

[Wan16] Wanke, A.; Dienstmann, G.; Springmann, P.; Lieske, D.; Doppelbauer, M.; Gauterin, F.: Performance Invariant Noise Reduction of a Plug-In Hybrid Electric Drive Using an Innovative Skewing Concept. In NTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings, 2016; S. 4395–4401.

[Wan18] Wang, Q.; Li, J.; Qu, R.; Lu, Y.: Design and Optimization of a Permanent Magnet Synchronous Machine for Low Vibration and Noise Applications. In 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2018.

[Yua12] Yuan, Y.; Auger, F.; Loron, L.; Moisy, S.; Hubert, M.: Torque Ripple Reduction in Permanent Magnet Synchronous Machines Using Angle-Based Iterative Learning Control. Supérieure de Montréal, Université du Québec, Montreal, Canada, 25-28 October, 2012. In 38th Annual Conference on IEEE (IECON), 2012; S. 2518–2523.

[Zar06] Zarko, D.; Ban, D.; Lipo, T. A.: Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance. In IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42; S. 1828–1837.

[Zbo11] Zborowski, M.; Chalmers, J. J.: Magnetic cell separation. Elsevier, Amsterdam, 2011.

[Zhu06] Zhu, W.; Fahimi, B.; Pekarek, S.: A Field Reconstruction Method for Optimal Excitation of Permanent Magnet Synchronous Machines. In IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21; S. 305–313.

Karlsruher Schriftenreihe Fahrzeugsystemtechnik
FAST Institut für Fahrzeugsystemtechnik
(ISSN 1869-6058)

Eine vollständige Übersicht der Bände finden Sie im Verlagsshop

---

Band 76 Kai-Lukas Bauer
Echtzeit-Strategieplanung für vorausschauendes automatisiertes Fahren
ISBN 978-3-7315-0949-3

Band 77 Thomas Schirle
Systementwurf eines elektromechanischen Fahrwerks für Megacitymobilität
ISBN 978-3-7315-0995-0

Band 78 Dominik Dörr
Simulation of the thermoforming process of UD fiber-reinforced thermoplastic tape laminates
ISBN 978-3-7315-0998-1

Band 79 Dominik Robert Naake
Simulation of damage mechanisms in weave reinforced materials based on multiscale modeling
ISBN 978-3-7315-1005-5

Band 80 Martin Hohberg
Experimental investigation and process simulation of the compression molding process of Sheet Molding Compound (SMC) with local reinforcements
ISBN 978-3-7315-1007-9

Band 81 Benedikt Fengler
Manufacturing-constrained multi-objective optimization of local patch reinforcements for discontinuous fiber reinforced composite parts
ISBN 978-3-7315-1006-2

Band 82 Johannes Masino
Road Condition Estimation with Data Mining Methods using Vehicle Based Sensors
ISBN 978-3-7315-1004-8

Band 83 **11. Kolloquium Mobilhydraulik**
10. September 2020, Karlsruhe
ISBN 978-3-7315-1036-9

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar oder als Druckausgabe bestellbar.

Band 84	Felix Weber **Beitrag zur Entwicklung von Konstantflusspumpen für Frischbeton unter genauerer Betrachtung der Dickstoffventile** ISBN 978-3-7315-1037-6
Band 85	8. Fachtagung **Hybride und energieeffiziente Antriebe für mobile Arbeitsmaschinen. 23. Februar 2021, Karlsruhe** ISBN 978-3-7315-1071-0
Band 86	Sebastian Fünfgeld **Vorausschauende Regelung von Fahrzeugsystemen durch stochastische Vorhersage der Fahrzeugdynamik** ISBN 978-3-7315-1060-4
Band 87	Isabelle Charlotte Ays **Development of a CO2e quantification method and of solutions for reducing the greenhouse gas emissions of construction machines = Entwicklung einer CO2e Quantifizierungsmethode und von Lösungen zur Reduzierung von Treibhausgasemissionen in Baumaschinen** ISBN 978-3-7315-1033-8
Band 88	Alexander Bernath **Numerical prediction of curing and process-induced distortion of composite structures** ISBN 978-3-7315-1063-5
Band 89	Nils Bulthaupt **Objektivierung des Schwingungskomforts schwerer Nutzfahrzeuge** ISBN 978-3-7315-1075-8
Band 90	Lars Brinkschulte **Assistenzsysteme zur Reduktion des Schädigungsverhaltens von Komponenten einer mobilen Arbeitsmaschine** ISBN 978-3-7315-1089-5
Band 91	Dominik Dörr **Adaptive Fahrhinweise für ein längsdynamisches Fahrerassistenzsystem zur Steigerung der Energieeffizienz** ISBN 978-3-7315-1090-1
Band 92	Jürgen Römer **Steuerung und Regelung des Lenkradmoments durch Nutzung radselektiver Frontantriebe** ISBN 978-3-7315-1104-5

Band 93 Christian Riese
Werkzeuge und Konzepte für die Untersuchung und Entwicklung zukünftiger Kfz-Bremssysteme
ISBN 978-3-7315-1125-0

Band 94 Yaoqun Zhou
Dynamisches Bremsverhalten des Reifen-Fahrwerk-Systems
ISBN 978-3-7315-1156-4

Band 95 Stefan Haug
Ganzheitliche Optimierung einer Axialkolbenpumpe durch bedarfsangepasste Entlastung tribologischer Kontakte
ISBN 978-3-7315-1150-2

Band 96 Stefan Scheubner
Stochastic Range Estimation Algorithms for Electric Vehicles using Data-Driven Learning Models
ISBN 978-3-7315-1166-3

Band 97 Yusheng Xiang
AI and IoT Meet Mobile Machines: Towards a Smart Working Site
ISBN 978-3-7315-1165-6

Band 98 Nils Meyer
Mesoscale simulation of the mold filling process of Sheet Molding Compound
ISBN 978-3-7315-1173-1

Band 99 Christian Timo Poppe
Process simulation of wet compression moulding for continuous fibre-reinforced polymers
ISBN 978-3-7315-1190-8

Band 100 Torben Fischer
Modellprädiktive Regelung eines innovativen Thermomanagement-Systems für batterieelektrische Fahrzeuge
ISBN 978-3-7315-1199-1

Band 101 Florian Wittemann
Fiber-dependent injection molding simulation of discontinuous reinforced polymers
ISBN 978-3-7315-1217-2

Band 102 Sebastian Watzl
Experimentelle und numerische Analyse des Körperschallübertragungsverhaltens von Aggregatelagerelementen im akustisch relevanten Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-1226-4

Band 103 Dominik Stretz
Vibroakustische Analyse eines elektrischen Radnabenmotors und Optimierung durch geeignete Steuerungsansätze
ISBN 978-3-7315-1245-5

Karlsruher Schriftenreihe
Fahrzeugsystemtechnik

FAST Institut für Fahrzeugsystemtechnik

Der Einsatz elektrischer Radnabenantriebe als Traktionsantrieb bringt viele Vorteile mit sich. Durch die Anbindung der elektrischen Maschine direkt am Fahrwerk werden allerdings auch die im Motor wirkenden magnetischen Anregungskräfte gut in den Fahrzeuginnenraum übertragen, wo diese zu störenden Geräuschen und Vibrationen führen können.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit den Entstehungsmechanismen dieser störenden Geräusche und Vibrationen und beschreibt ein schnellrechnendes multiphysikalisches Modell, welches diese nachbildet. Mit Hilfe dieser Erkenntnisse werden Gegenmaßnahmen abgeleitet und bewertet. Die Gegenmaßnahme mit dem größten Potential, ein vibroakustisch optimierter Steuerungsansatz, wird weiterentwickelt und auf das zu untersuchende System sowohl simulativ als auch experimentell angewandt. Des Weiteren werden Grenzen und das Zusammenwirken des optimierten Steuerungsansatzes mit der Motorregelung näher beleuchtet.

Der in der Arbeit dargestellte vibroakustisch optimierte Steuerungsansatz ist ebenso auf andere elektrische Maschinen übertragbar.

ISBN 978-3-7315-1245-5

ISSN 1869-6058
ISBN 978-3-7315-1245-5

Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier